NUMERO 12
LIRE 350

Heathkit ®

WATTMETRO per BASSA FREQUENZA

ad ampia gamma di frequenze Mod. AW-1U

Mod. AW-1U

Wattmetro per Bassa Frequenza HEATHKIT Mod. AW-1U

Entro la sua portata di dissipazione (25 Watt in funzionamento continuato, 50 Watt per funzionamento intermittente), questo attraente wattmetro per Bassa Frequenza può essere impiegato in qualsiasi applicazione in cui si renda necessaria la misura di una potenza acustica.
Le resistenze di carico di tipo anti-induttivo esterne ed interne vengono scelte mediante un commutatore rotante, montato sul pannello frontale. Le resistenze di correzione della tensione vengono collegate automaticamente nella sequenza appropriata, contemporaneamente.
L'uscita di questo circuito viene applicata al circuito di ingresso di un commutatore di gamma facente parte di un voltmetro elettronico incorporato nello strumento, che consente cinque portate diverse. L'impiego di resistenze di precisione consente di eseguire un'unica operazione di taratura per tutti gli ingressi.
L'intera tensione che si sviluppa ai capi del partitore, o una parte di essa, viene applicata alla griglia del primo stadio amplificatore, consistente in un doppio triodo del tipo 12AU7. La tensione amplificata dalla prima metà della suddetta valvola è accoppiata, tramite un accoppiamento a resistenza e capacità, alla seconda unità triodo, che viene fatta funzionare come stadio amplificatore di corrente, al fine di alimentare il circuito dello strumento di misura.
Internamente al circuito a ponte, quattro rettificatori a cristallo provvedono a rettificare la corrente di uscita amplificata, costituendo così una corrente unidirezionale che passa attraverso l'equipaggio mobile dello strumento. La reazione negativa, il cui segnale viene prelevato dal circuito a ponte, viene retrocessa al catodo dello stadio amplificatore di tensione.
Come si può constatare, il modello AW-1U è sostanzialmente un voltmetro a valvola di tipo standard, al quale è stato applicato un dispositivo di ingresso avente caratteristiche particolari.
Esso divide la tensione di ingresso, presente ai capi della resistenza di carico, in un circuito costituito da resistenze di precisione, che forniscono una tensione la cui ampiezza è riferita esattamente alla potenza dissipata dalle resistenze ad alto wattaggio.
Dal momento che la potenza è riferita direttamente all'ampiezza della tensione di uscita fornita dai circuiti di ingresso, la scala dello strumento è stata tarata direttamente in Watt (ed in decibel). Il guadagno totale determinato dall'amplificatore viene controllato facendo variare l'ammontare della reazione negativa. Ciò assicura un grado elevato di stabilità nel funzionamento dello strumento, e — nel medesimo tempo — estende notevolmente la sua gamma di frequenze.
La sezione di alimentazione incorporata comprende un trasformatore di alimentazione a doppio avvolgimento, ed una cellula di filtraggio del tipo a resistenza e capacità, adatta alle esigenze del circuito.
Con le letture sulle scale molto chiare e facilmente leggibili dello strumento, tarate sia in Watt che in decibel, è possibile rilevare il responso alla frequenza, le curve della potenza di uscita, nonchè i dati relativi al fattore rumore.

CARATTERISTICHE

Responso alla frequenza: ± 1 dB da 10 Hz a 250 kHz

Gamme di potenza: 0,5 mW, 50 mW, 500 mW, 5 W e 50 W fondo scala

Portate in dB: portata totale, da —15 dB a +48 dB; scala, da —5 a +18 dB (1 mW su 600 Ohm); cinque portate commutabili, da —10 dB a +30 dB

Resistenze di carico: 3, 8, 15 e 600 Ohm, ± 1 %, del tipo anti-induttivo, e commutabili.

Portate di potenza di ingresso in Bassa Frequenza: fino a 25 Watt in funzionamento continuato, e 50 Watt massimi in funzionamento intermittente

Moltiplicatori: con resistenze di precisione, all'1 %

Strumento: a bobina mobile, da 200 μA, da 115 mm, in involucro di foggia moderna

Rettificatore per lo strumento: a ponte costituito da diodi a cristallo, per consentire un'ampia curva di responso alla frequenza

Alimentatore: adatto al funzionamento con tensione di rete di 200-250 Volt c.a., 50 Hz, 6 Watt

Dimensioni dell'involucro: cm 19 di altezza, 11,8 di larghezza, 10,5 di profondità circa

Peso: 1.700 grammi netto, 2.700 grammi con imballo per la spedizione.

Rappresentante Generale per l'Italia: **Soc. r. l. S.I.S.E.P.**

Organizzazione commerciale di vendita:

PIAZZA 5 GIORNATE 1 • **MILANO** • TELEFONI N. 795762 - 795763

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante, 10 - Tel. 736771
EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** - BOLOGNA - Via S. Carlo, 7 - Tel. 225858
VENETO: Ditta **E. PITTON** - PORDENONE - Via Cavallotti, 12 - Tel. 2244
TOSCANA: **G. A. P. s.a.s.** - LIVORNO - Via Cogorano, 10/12 - Tel. 34492
CAMPANIA - BASILICATA: Ditta **D. MARINI** - NAPOLI - Via Duomo, 254 - Tel. 320773

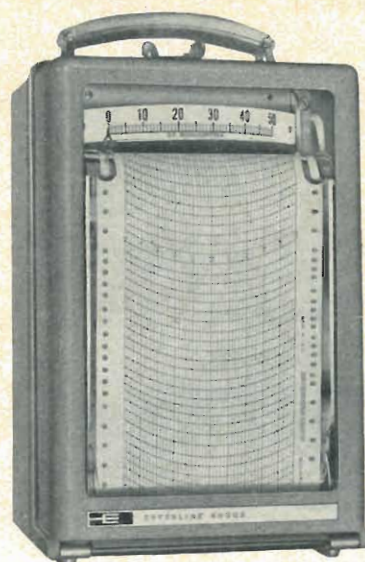
ING. S. & Dr. GUIDO BELOTTI

GENOVA - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 5.23.09
ROMA - VIA LAZIO 6 - TEL. 46.00.53/4
NAPOLI - VIA CERVANTES 55/14 - TEL. 32.32.79

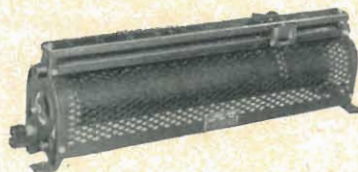
PIAZZA TRENTO 8
MILANO

Tel. 54.20.51 (5 linee)
54.33.51 (5 linee)
TELEGR.: INGBELOTTI - MILANO

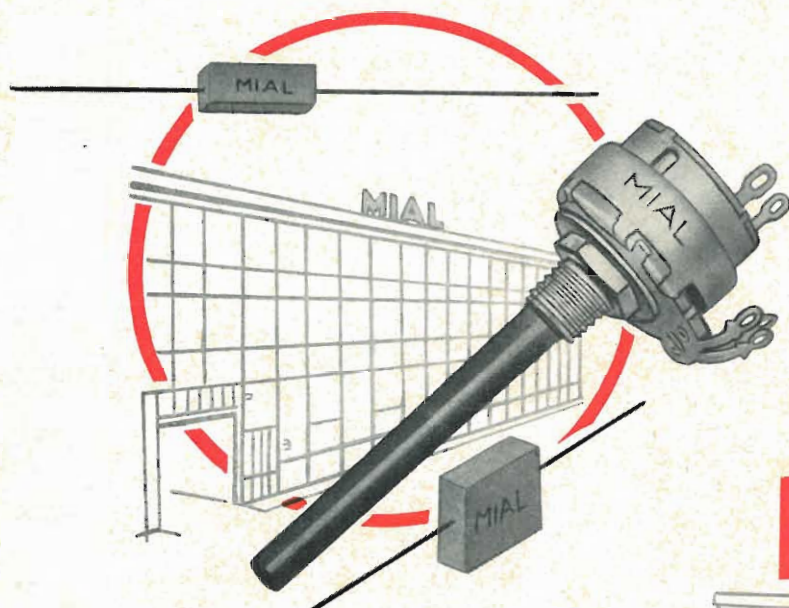
STRUMENTI PER MISURE ELETTRICHE

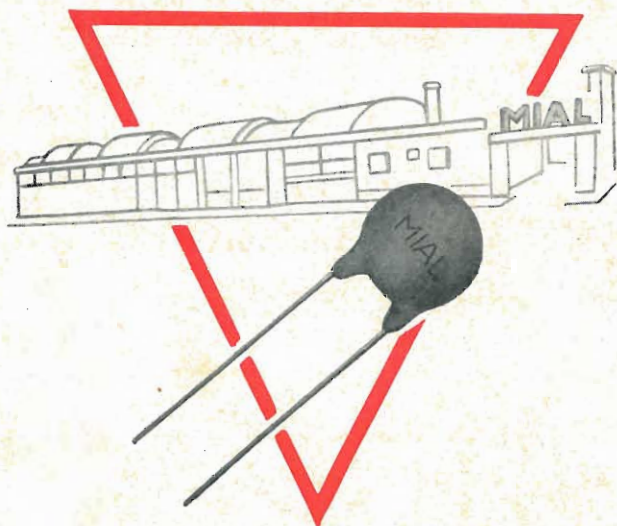
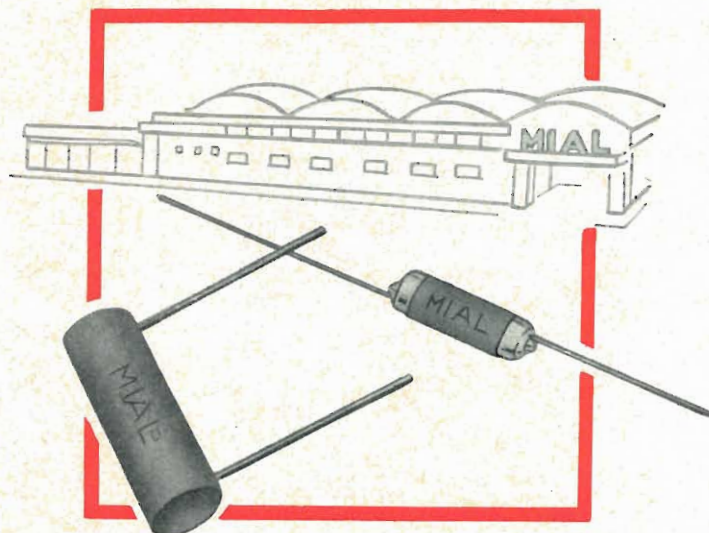
Strumenti per misure a microonde
PRD ELECTRONICS

Strumenti registratori
ESTERLINE

COSTRUZIONI ELETTRICHE

Sfasatore trifase
Zera

Reostati lineari per laboratori

Reostati circolari
normali

Variatori di tensione
VARIAC
(Licenza General Radio)

GELOSO

Apparecchi e parti staccate per radioamatori

TRASMETTITORI - RICEVITORI - GRUPPI PILOTA V.F.O.

G 222-TR - Trasmettitore per traffitto radiantistico.

6 gamme: 10, 11, 15, 20, 40, 80 m. 75 watt alimentazione stadio finale RF. 8 valvole, con valvola finale RF tipo 6146. 4 raddrizzatori al selenio. Per fonia (AM) e grafia (CW). Modulazione AM al 100%. Dimensioni: cm. 52 x 26 x 25. Pesi kg. 19,460. **Lire 136.500**

G 4/214 - Ricevitore professionale per traffico radiantistico.

6 gamme: 10, 11, 15, 20, 40, 80 m. Controlli a cristallo, Ricezione AM-SSB-CW. Limitatore dei disturbi. Sensibilità 1μV con rapporto segnale/disturbo maggiore di 6 dB e potenza BF di 1 watt. Dimensioni: cm. 52 x 26 x 25. Peso kg. 12,450. **Lire 156,450**

G 4/218 - Ricevitore per tutte le onde da 10 a 580 metri. Ricezione di segnali modulati in ampiezza (AM) e telegrafici (CW). Sensibilità: 2μV per 50 mV di potenza. Potenza di uscita 2,5 watt. 10 valvole. Altoparlante incorporato. Presa per cuffia o altoparlante esterno. Dimensioni: cm. 52 x 26 x 25. Peso kg. 15,400. Tasse radio comprese **Lire 120,750**

4/151 - Convertitore per la ricezione della gamma 144 MHz (2 metri). Gamma 144-146 MHz. 4 valvole. Oscillatore a frequenza fissa (con cristallo). Frequenza intermedia d'uscita 26-28 MHz. Deve essere collegato ad un ricevitore dotato della gamma 11 m, sulla quale si effettua la sintonia. Senza alimentatore. (con valvole e cristallo) **Lire 30.450**

4/152 - Convertitore come il 4/151, ma con alimentatore a ca. da 110 a 220 volt e commutatore selettore d'antenna. (con valvole e cristallo) **Lire 38.325**

4/102/V - Gruppo pilota per trasmettitore, a 5 gamme allargate: 10, 15, 20, 40, 80 m. Atto al pilotaggio di 2 valvole 807 in parallelo. A 3 valvole. (senza valvole) **Lire 7.875**

4/103/S - Gruppo pilota per trasmettitore, gamma, 144÷148 MHz, controllo a cristallo. Atto al pilotaggio di una valvola tipo 832 oppure 2E26. A 4 valvole. (senza valvole e senza critsallo) **Lire 7.140**

4/104/S - Gruppo pilota per trasmettitore, a 6 gamme allargate: 10, 11, 15, 20, 40, 80 m. Atto al pilotaggio di 1 valvola tipo 807 o equivalente. A 2 valvole. (senza valvole) **Lire 7.875**

CONVERTITORI A NUVISTOR
CON OSCILLATORE A FREQUENZA FISSA
per gamme radiantistiche 50, 144, 220, 432 MHz

Per l'alimentazione di questi convertitori si consiglia l'uso dell'apposito G 4/159, che può alimentare fino a due convertitori. Per mezzo di speciali telai-supporto è poi possibile raggruppare in modo razionale qualsiasi combinazione di questi apparecchi

Per i dettagli tecnici si veda l'articolo redazionale pubblicato su questo numero de « l'antenna ».

Questi convertitori sono costruiti con criteri altamente professionali su telai di grande rigidezza e solidità, aventi dimensioni modulari normalizzate. Hanno oscillatore locale a frequenza fissa, pilotato a cristallo, e producono una frequenza di uscita variabile fra 26 e 30 MHz. Devono perciò essere collegati ad un ricevitore provvisto di tale gamma, come ad es. il G 4/214 oppure il G 4/218, sui quali si effettuerà la sintonia.

G 4/160 - Entrata 50÷ 54 MHz, uscita 26÷30 MHz . . . . **L. 39.000**

G 4/161 - Entrata 144÷148 MHz, uscita 26÷30 MHz . . . . **L. 39.000**

G 4/162 - Entrata 220÷224 MHz, uscita 26÷30 MHz . . . . **L. 39.000**

G 4/163 - Entrata 432÷436 MHz, uscita 26÷30 MHz . .. . **L. 49.000**

G 4/159 - Alimentatore per due convertitori, per rete a tensione alternata da 110 a 220 volt. . . . . **L. 9.500**

GELOSO S.p.A. - VIALE BRENTA, 29 - MILANO 808

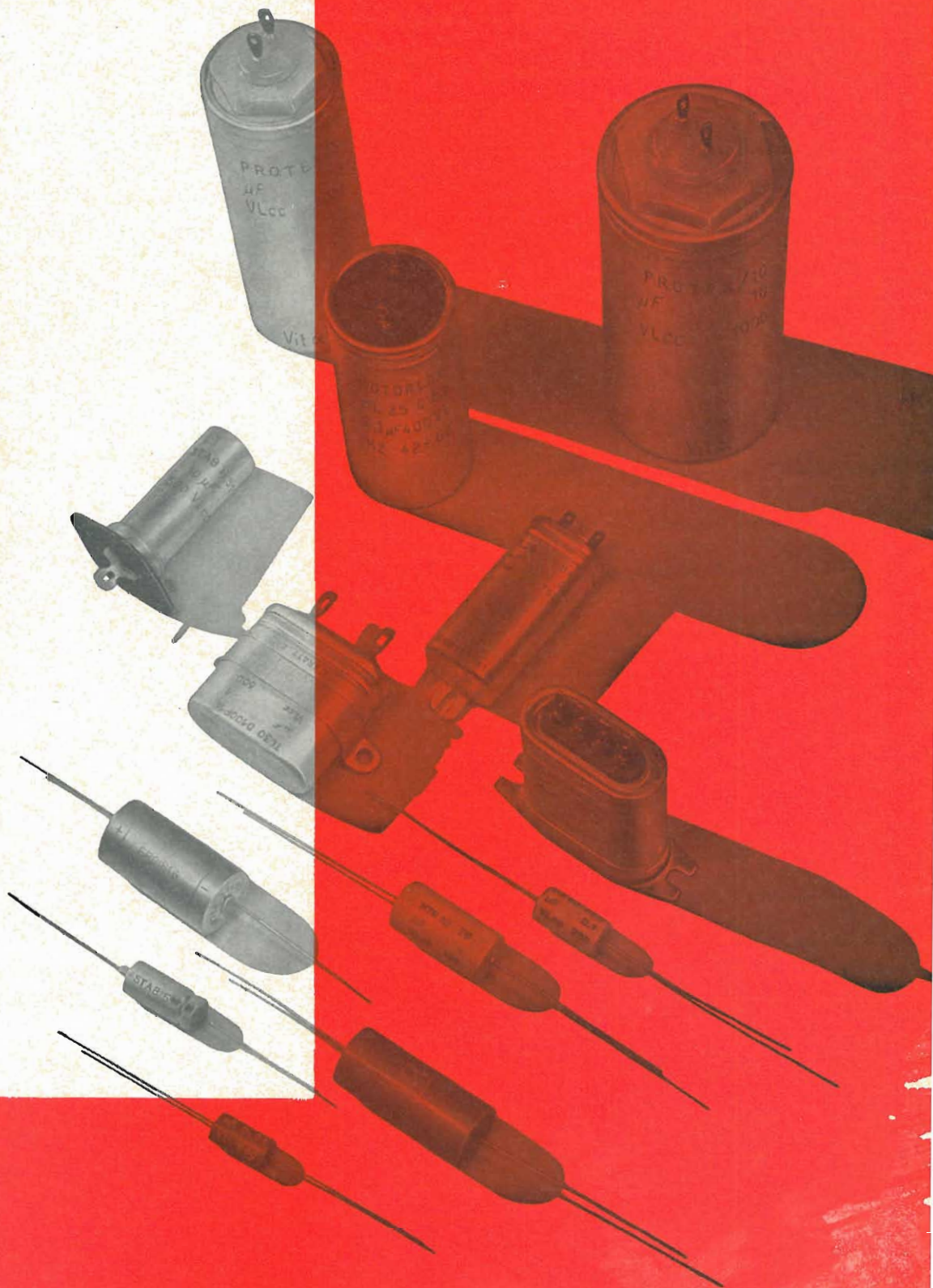
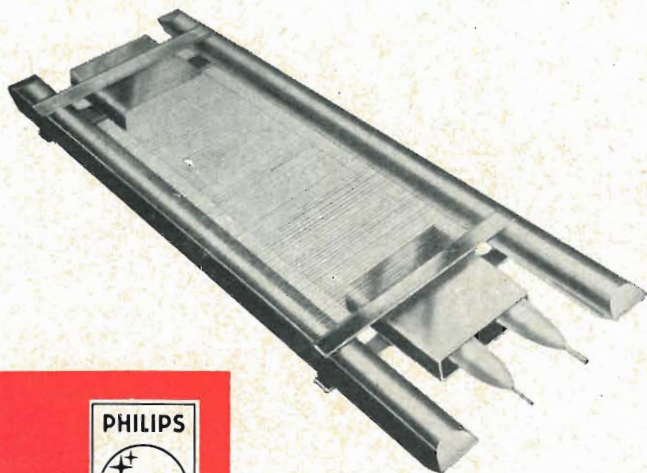
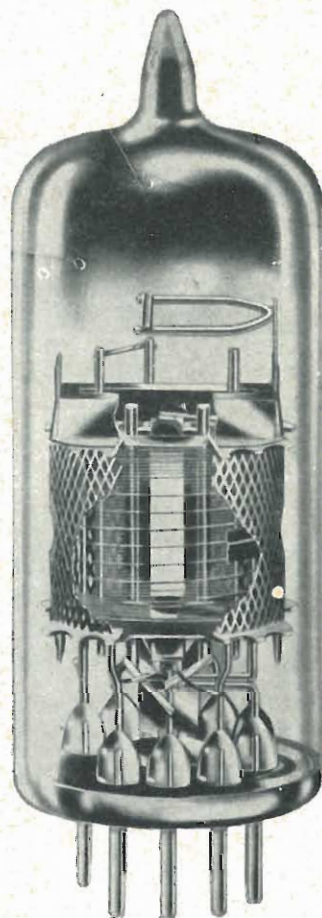
SIERA

AD142 e AD143

Particolarmente idonei all'impiego in amplificatori di potenza di classe A (5 W) e in amplificatori controfase di classe B (12 W)

I prodotti della ATES sono fabbricati con l'assistenza tecnica della Radio Corporation of America e su licenza della stessa.

Ufficio Vendite - Milano
viale F. Restelli, 5 tel. 6881041

INDUSTRIA CONDENSATORI APPLICAZIONI ELETTROELETTRONICHE
MILANO - corso magenta 65 - tel. 867841 (4 linee con ricerca automatica)
ICAR
Condensatori a carta
in olio in c.c. e c.a.
Condensatori a carta
dielettrico solido per alte temperature
Condensatori a film sintetico
minime dimensioni
Condensatori elettrolitici
ad elettrolita stabilizzato
ICAR

valvole con griglia a quadro per televisione

E/PC	**86**	Triodo UHF per stadi amplificatori RF e convertitori autooscillanti.
E/PC	**88**	Triodo UHF per stadi amplificatori RF; elevato guadagno di potenza; bassa cifra di rumore.
E/PC	**97**	Triodo VHF per stadi amplificatori RF - bassa capacità anodo - griglia; circuiti neutrode.
E/PCC	**88**	Doppio triodo VHF per amplificatori RF "cascode"; elevata pendenza (S = 12,5 mA/V); bassa cifra di rumore.
E/PCC	**189**	Doppio triodo VHF a pendenza variabile (S = 12,5 mA/V) per amplificatori RF "cascode".
E/PCF	**86**	Triodo-pentodo per impiego nei selettori VHF; pentodo con griglia a quadro con elevato guadagno di conversione.
EF	**183**	Pentodo ad elevata pendenza variabile (S = 14 mA/V) per amplificatori di media frequenza TV.
EF	**184**	Pentodo ad elevata pendenza (S = 15,6 mA/V) per amplificatori di media frequenza TV.

PHILIPS S.p.A. - Reparto Elettronica - Piazza IV Novembre 3 - MILANO Tel. 6994

Heathkit ®

CAPACIMETRO a LETTURA DIRETTA Mod. CM - 1U

Nell'industria elettronica, si è sentita per molto tempo la necessità di disporre di un Capacimetro a LETTURA DIRETTA, di facile impiego, di funzionamento sicuro, ed a basso costo. Il modello Heathkit CM-1U è stato progettato espressamente per soddisfare le suddette esigenze, ed usandolo, verrà riscontrato di funzionamento estremamente semplice, e virtualmente esente da inconvenienti. Chiunque, persino le persone non addestrate, dopo uno o due minuti di istruzioni, possono fare uso di questo strumento rapidamente, con assoluta fiducia, e con estrema precisione.

Esso è provvisto di uno strumento di prima qualità, munito di una scala di grandi dimensioni e di facile lettura, tarata direttamente in microfarad ed in micro-microfarad.

Per eseguire delle misure di capacità, l'operatore deve semplicemente predisporre il commutatore sulla portata voluta, collegare il componente da misurare ai terminali di prova dello strumento, e leggere il valore di capacità direttamente sulla scala. Nulla potrebbe essere più semplice o più comodo nei confronti del personale non competente, come pure nei confronti degli stessi tecnici qualora debbano lavorare in condizioni di pressione di tempo, o che necessitino con urgenza dell'informazione su di un valore capacitivo. Oltre a ciò, grazie alla estrema semplicità di impiego dello strumento modello CM-1U, la possibilità di errore durante l'esecuzione pratica di misure può essere considerata completamente nulla a tutti gli effetti.

La precisione delle misure non risente per nulla dell'influenza della capacità della mano, o della presenza di campi elettrici o magnetici circostanti. Dopo un normale periodo di riscaldamento, il funzionamento è assolutamente stabile. La precisione si conserva inalterata per lunghi periodi di tempo, e — come si potrà constatare — non risente delle variazioni che normalmente si verificano nella tensione fornita dalla rete.

CARATTERISTICHE

PORTATE CAPACITIVE	(in rapporto alla deflessione a fondo scala): 100 micro-microfarad (pF), 1.000 micro-microfarad (pF), 0,01 microfarad (μF), 0,1 microfarad (μF)
VALVOLE:	2 - EL 84; 1 - OA 2, stabilizzatrice di tensione; 1 - Rettificatore al selenio ad una semionda
STRUMENTO:	di facile lettura, da 110 millimetri circa, con scala lineare, e racchiuso in involucro di foggia moderna. Equipaggio mobile da 50 microampère
TARATURA:	mediante condensatori (esterni) di qualità particolare, forniti come parte integrante della scatola di montaggio. Tolleranze: ± 1 % per le portate di 100 pF, 1.000 pF e 0,01 μF; ± 2 % per la portata 0,1 μF
ALIMENTAZIONE:	200-250 Volt c.a., 50 Hz, 25 Watt
DIMENSIONI:	cm 19 di altezza, 11,8 di larghezza e 10,5 di profondità, circa
PESO NETTO:	Kg 2,260 circa
PESO CON IMBALLO:	Kg 3,200 circa.

DESCRIZIONE TECNICA

La misura di una capacità viene effettuata rettificando una tensione ad impulsi a profilo quadro, e leggendo il suo valore medio su di uno strumento, la cui scala è tarata direttamente in valori di capacità.

L'impedenza intrinseca del circuito dello strumento, unitamente alla reattanza della capacità sotto prova, determina la forma — e quindi il valore medio — della tensione rettificata.

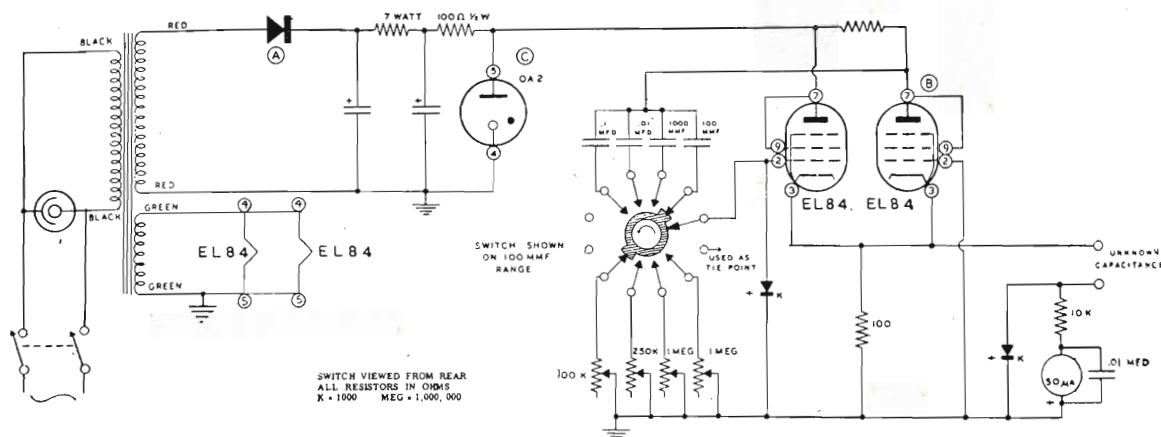
L'alimentazione dell'apparecchio è del tipo a trasformatore, con rettificazione di una sola semionda, e stabilizzazione ad opera di una valvola del tipo OB 2. L'interruttore di accensione bipolare isola l'apparecchio dalla rete quando è spento.

L'oscillatore è costituito da due valvole del tipo EL 84 collegate a triodo, e funzionanti in un circuito ad accoppiamento catodico, non simmetrico, appartenente alla classe dei multivibratori astabili. Una delle griglie fa capo direttamente a massa tramite un diodo a cristallo (OA 70), il che evita che il potenziale di tale griglia assuma un valore superiore a quello di massa. Questo tipo di collegamento costituisce la base del successo del funzionamento del circuito, in quanto, se si permettesse alla tensione di griglia di raggiungere un potenziale superiore a quello di massa, si avrebbe la distorsione della forma d'onda che si manifesta ai capi della resistenza catodica in comune.

La suddetta resistenza, avente il valore di 100 Ohm, funge da impedenza comune di accoppiamento, necessaria per sostenere l'ampiezza delle oscillazioni, ed agisce anche da sorgente a bassa impedenza interna, per gli impulsi che alimentano il circuito di misura. Tale valore di impedenza è notevolmente inferiore rispetto a quello dello stesso circuito di misura, il che evita il pericolo di reciproche influenze tra quest'ultimo e l'oscillatore.

La forma d'onda del segnale presente ai capi della resistenza catodica in comune è costituita da un impulso che varia di ampiezza in senso positivo, ed avente un'ampiezza di picco pari a 7,5 Volt. La parte superiore di tale impulso è essenzialmente piatta. Il tempo di salita ammonta a 0,1 micro-secondi, mentre il tempo di caduta è inferiore ad 1 micro-secondo.

Il commutatore di portata provvede a commutare il valore della capacità di reazione ed il potenziometro di taratura che viene regolato in precedenza. I suddetti valori C ed R stabiliscono la frequenza di ripetizizone degli impulsi, e — di conseguenza — il massimo valore capacitivo che può essere misurato in ogni singola portata. La gamma delle frequenze usate si estende approssimativamente da 80 Hz ad 80 kHz.

Lo strumento mod. CM-1U è provvisto di quattro portate a decadi, come elencato nelle caratteristiche. La taratura viene eseguita mediante condensatori campioni forniti unitamente all'apparecchio. La precisione effettiva dipende da quella del valore dei suddetti condensatori campione, nonchè da quella con cui viene effettuata la taratura dello strumento. Lo strumento è tarato in modo tale da eliminare l'effetto di non-linearità da parte dell'equipaggio mobile.

CAPACIMETRO A LETTURA DIRETTA Mod. CM-1U

La frequenza di successione degli impulsi è tale che, in corrispondenza della massima deflessione dell'indice, in qualsiasi portata, l'ampiezza del segnale abbia il tempo di cadere fino ad assumere il valore zero negli intervalli di tempo tra un impulso e quello successivo. Ciò è necessario al fine di mantenere la linearità di lettura lungo l'intera portata consentita dallo strumento.

FUNZIONAMENTO. Il commutatore di portata sceglie la combinazione adatta tra le capacità che costituiscono l'accoppiamento incrociato, unitamente ai potenziometri di pre-taratura, che hanno il compito di « shuntare » la resistenza inversa del diodo a cristallo, che collega a massa la griglia.

Il condensatore di valore incognito viene collegato in serie al circuito dello strumento, ed agli impulsi che si manifestano ai capi della resistenza catodica da 100 Ohm. Il tratto ascendente e variabile in senso positivo dell'impulso, come pure il relativo tratto orizzontale, vengono accoppiati al rettificatore in parallelo attraverso la capacità di valore incognito, per cui vengono derivati direttamente a massa.

Tuttavia, il tratto in discesa del segnale, variabile in senso negativo, viene differenziato ad opera della capacità da misurare e dell'impedenza dello strumento: successivamente, quest'ultima parte del segnale viene rettificata dal diodo a cristallo OA 70, che si trova in parallelo al circuito di misura vero e proprio. Il livello medio della tensione dell'impulso così differenziato viene rappresentato dallo strumento, e costituisce pertanto la lettura diretta del valore capacitivo.

Il funzionamento di questo strumento è quindi più semplice persino di quello di un comune voltmetro, in quanto — in questo caso — non ha importanza neppure la polarità.

Il commutatore di portata deve essere predisposto sulla portata più alta (0,1 µF), ed il condensatore di valore incognito deve essere collegato tra i due morsetti presenti sul pannello.

Se l'indicazione è inferiore al 10 % dell'intera scala, è opportuno spostare il commutatore di portata su di una portata inferiore, finchè l'indice subisce una deflessione maggiore del 10 % dell'intera scala. Ciò fatto, si esegue direttamente la lettura. Nel caso che il valore approssimativo del condensatore sotto prova sia già noto in precedenza, è possibile predisporre la portata direttamente sul valore maggiore e più prossimo a quello previsto.

tubi elettronici

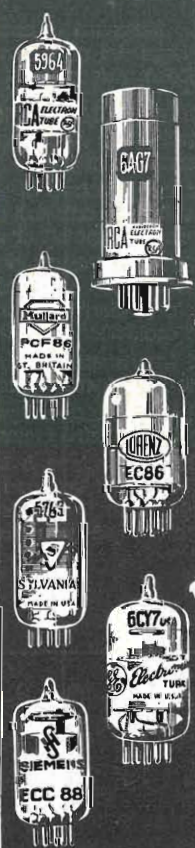
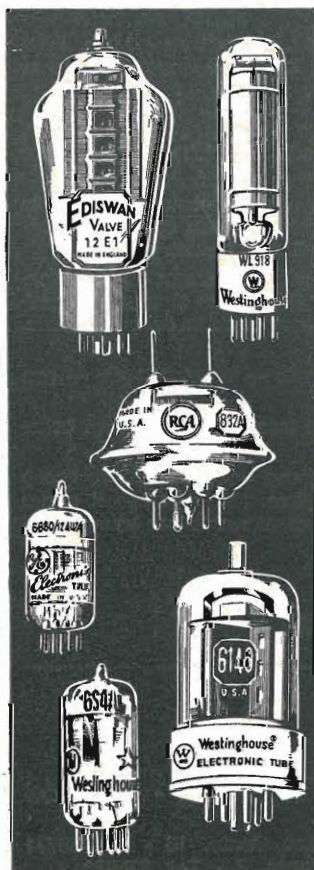
di tipo americano ed europeo

PER USI NORMALI

per radio - tv - amplificazione

PER INDUSTRIA E USI SPECIALI

- a lunga durata (premium, long life, ecc.
- per comunicazioni mobili
- nuvistors, compactrons
- amplificatori di potenza
- rettificatori in alto vuoto, a gas, e a vapori di mercurio
- stabilizzatori di tensione
- trasmittenti
- magnetrons
- thyratrons
- a catodo freddo
- sub-miniatura
- a raggi catodici
- cellule fotoelettriche

IL PIÙ VASTO ASSORTIMENTO D'ITALIA
LE MIGLIORI MARCHE AMERICANE ED EUROPEE
TUTTI I TIPI DELLA PRODUZIONE NAZIONALE.
CONSEGNE PRONTE E SOLLECITE
VENDITA RISERVATA A GROSSISTI, ENTI, INDUSTRIE

PASINI & ROSSI

GENOVA: Tel. 893465 - 870410
VIA SS. GIACOMO E FILIPPO n. 31

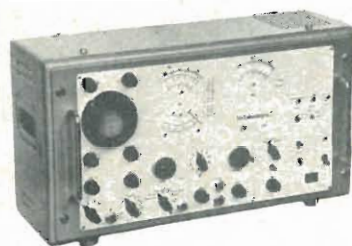
Ufficio Prop.: MILANO, Via A. da Recanate 4, Tel. 278.855
Agenzia ROMA: L. BELLIENI, Via Nemorense 91, Tel. 832227
Filiale: NAPOLI, Piazza Garibaldi, 80 - Tel. 22.65.82

Riparazione rapida di apparecchi radio e televisori con strumenti R-T-F Service

GENERATORE CON OSCILLOGRAFO PER LA MISURA DELLA SELETTIVITÀ SO 86 F

Strumento indispensabile per l'industria televisiva ed i laboratori di riparazione.

VOBULATORE

Campo di frequenza	5 MHz... 340 MHz e 465 MHz... 800 MHz
Deviazione di frequenza . .	20 MHz
Generatore marcatore di frequenza .	suddiviso in 12 campi
Generatore audio uscita	400 Hz
Oscillografo - amplificatore verticale	Larghezza di banda 5 Hz... 1,2 MHz Sensibilità 30 mV_{pp}/cm
Sezione orizzontale	asse dei tempi 0,25 s/cm... 2,5/us/cm base tempi 5 cm
Tensione di alimentazione dalla rete .	110... 250 V

MILLIVOLTMETRO UNIVERSALE URV 3

Per le misure e le prove di apparecchi elettronici in laboratori, stazioni sperimentali, posti di collaudo finale.

Campo di misura di tensioni continue
0,001 . . . 300 V

Campo di misura di tensioni alternate
nel campo di frequenza fra 0,05 e 300 MHz
0,01 . . . 30 V
senza divisore

nel campo di frequenza fra 1 e 300 MHz
0,01 . . . 300 V
con divisore

Tensione di alimentazione dalla rete 110 ÷ 220 V
Consumo circa 20 Watt.

R-F-T

Si inviano volentieri su richiesta documenti informativi e offerte

Esportatore:

Deutscher Innen - und Aussenhandel

Berlin N. 4, Chausseestrasse 111 - 112

Repubblica Democratica Tedesca

Elektrotechnik

---

cinescopi e valvole FIVRE

STRENNE DI ALTA QUALITÀ

Tutta la gamma di televisori da L. 136.000 a L. 199.000 - Radio da L. 11.500 in su.

Fonovaligie, registratori - Elettrodomestici di qualità.

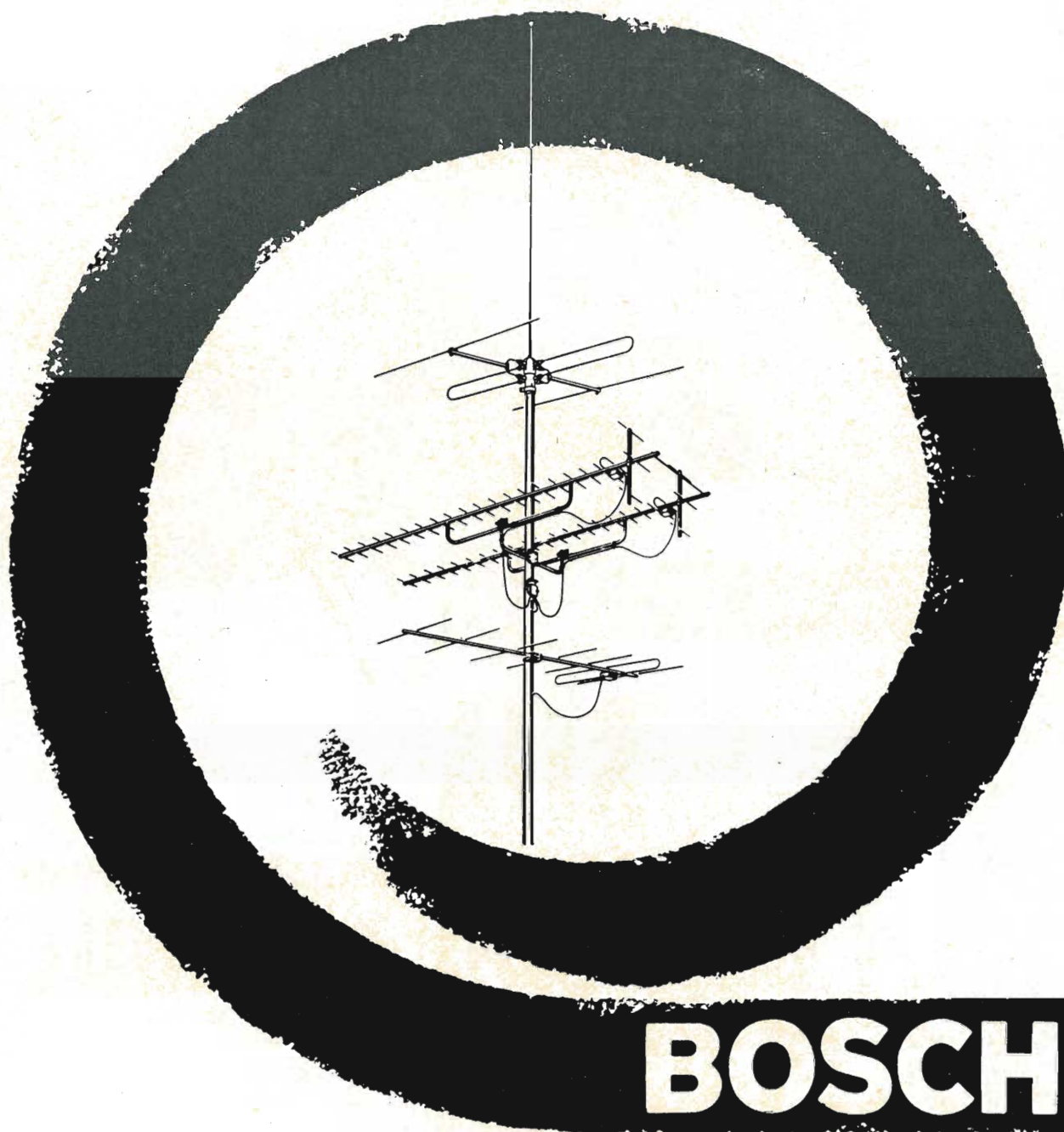
RADIOMARELLI

RADIOMARELLI

Una tra le cinque grandi case del settore Radio - TV promotrici dell'adeguamento dei costi e della qualità al MEC, che offre, al giusto prezzo, serie di modelli dotati delle piú progredite innovazioni tecniche.

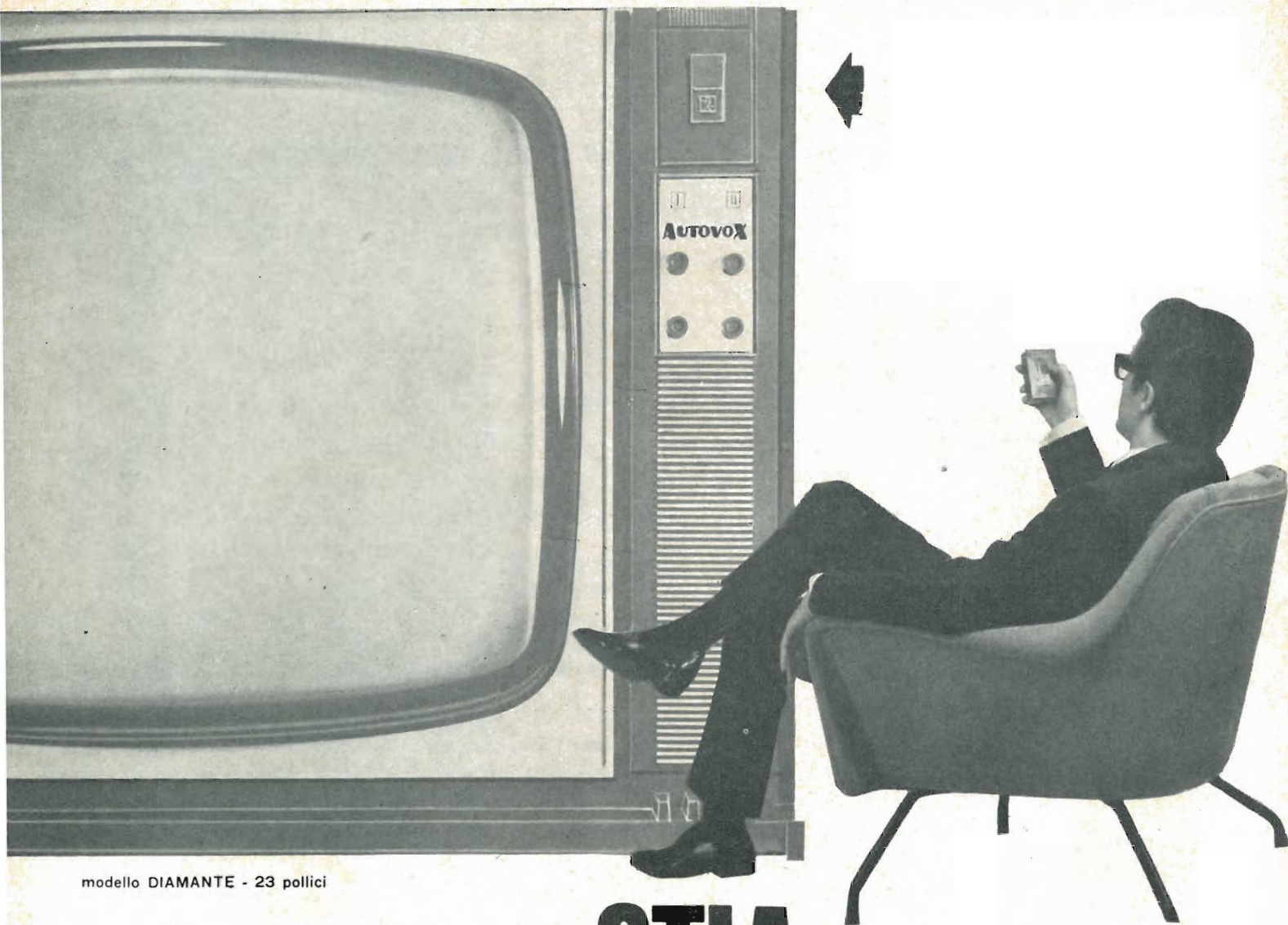
CORSO VENEZIA 51 - MILANO

Pubbl. RM 225

vedere insieme per vedere meglio

ANTENNE CENTRALIZZATE

Le antenne centralizzate Bosch per la ricezione televisiva in ogni appartamento di uno stabile offrono ai proprietari il vantaggio di un unico impianto che non provoca danni alla casa e consente agli inquilini, una spesa assai minore per ciascuno e la sicurezza di una ricezione assolutamente perfetta.
Perchè una selva di antenne sopra un tetto sconvolto da pose in opera mal fatte?
Perchè spendere di più quando insieme si può spender meno?
Perchè non fruire della garanzia che offre la perfezione tecnica Bosch?

Robert Bosch S.p.A. - Milano
Via Petitti 15

clan 21-63 - 12

modello DIAMANTE - 23 pollici

STIA COMODO SIGNORE CI PENSO IO:

sono il comando a distanza ad ultrasuoni incorporato nel frontale del modernissimo televisore mod. Diamante 23 pollici

PREMIO
MERCURIO D'ORO
1963

I prodotti Autovox sono progettati e costruiti con procedimenti industriali altamente qualificati, con l'impiego di componenti d'avanguardia, con metodi di controlli finali accuratissimi.

COMPLEMENTI ELETTRONICI PER IMPIANTI CENTRALIZZATI

SERIE 2000
Amplificatori di canale VHF (banda)
Modelli 2001 - 2002 - 2003

SERIE 3000
Amplificatori di canale UHF (banda IV-V)
Modelli 3001 - 3002 - 3003

SERIE 4000
Convertitori di canale UHF/VHF
Modello 4002 (controllato a quarzo)

SERIE 5000
Trasferitori di canale VHF/VHF
Modello 5001 (controllato a quarzo)

SERIE 6000
Trasferitori di canale UHF/UHF
Modello 6001 (controllato a quarzo)

SERIE 7000
Trasferitori di canale VHF/UHF
Modello 7002 (controllato a quarzo)

SERIE 8000
Modelli A 8001 (1 valvola guadagno 10 × in VHF)
Modelli A 8005 (1 valvola guadagno 20 × in VHF)
Modelli A 8003 (1 valvola guadagno 3 × in UHF)
Modelli AI 8002 (unità alimentazione)

SERIE M B
Filtri miscelatori (e demiscelatori) di banda
Modelli: I/II - II/III - I/III - I+II+III/IV+V

SERIE M C
Filtri miscelatori (e demiscelatori) di canale
Modelli: D/F D/G D/H E/G E/H F/H

SERIE A V
Attenuatori variabili - Modello: A V 5/25
Attenuazione minima 5 dB per banda VHF
Attenuazione massima 25 dB per banda VHF

SERIE S A
Simmetrizzatori antenna
60/240 ohm - 75/300 ohm - 50/300 ohm

SERIE C D
Cavi coassiali
60 e 75 ohm - speciali per UHF e VHF

SERIE PRP
Prese passanti da parete (incassate)

SERIE PRT
Prese terminali da parete (incassate)

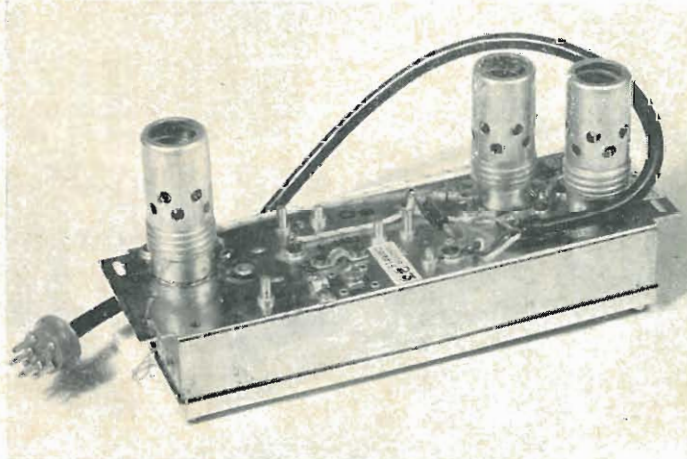
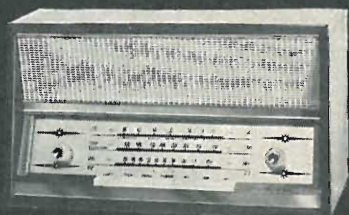
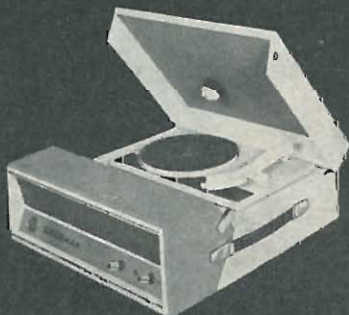
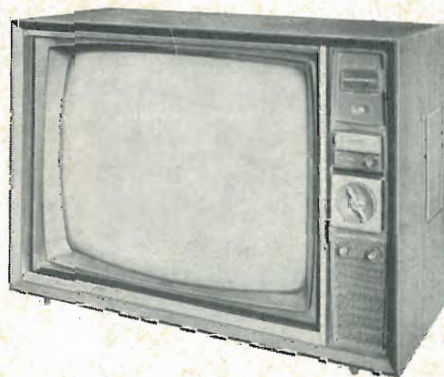
SERIE DRP
Derivatori passanti per colonna

SERIE DRT
Derivatori terminali per colonna

SERIE DIV
Div. 2, 3, 4, 5, 6, per UHF + VHF (resistivi)
Div. 2 bis, 4 bis, 6 bis per VHF (ibridi)

SERIE CAT
Cordoni allacciamento TV per Banda I-II-III-IV-V

SERIE ANT
Antenne per Banda I-II-III-IV-V
di produzione germanica Astro (Bensberg/Köln)

★ ***Assistenza tecnica gratuita per installatori e rivenditori*** ★

Amplificatore ***ELPRO*** A 3003 (+ 30 dB) di canale, per amplificazioni in UHF adatto specialmente per impianti centralizzati

ELETTRONICA PROFESSIONALE - MILANO - Via Gran San Bernardo 6 - Tel. 311535 - 312725

WESTINGHOUSE

WESTMAN

licenziataria WESTINGHOUSE - milano, via lovanio 5, tel. 650.445-661.324-635.218-40
roma, via civinini 37 - 39, tel. 802.029 - 872.120 • padova, via s. chiara 29, tel. 45.177

è la rivista
che si legge
da due generazioni
dalla galena
alla TV a colori
dai primi tubi
elettronici
ai più perfezionati
transistori
l'antenna
è la rivista
più letta
più autorevole
più aggiornata
in Italia
nel campo della
radiotecnica
alta fedeltà
elettroacustica
elettronica industriale
telecomunicazioni
tecnica elettronica
televisione
IL 1964 È L'ANNO DELLA TV A COLORI!
l'antenna, come sempre all'avanguardia, tratterà ampiamente l'argomento.
abbonatevi!
abbonamento annuo
L. 3.500 + 70

ANNO XXXV   12

DICEMBRE 1963

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

SOMMARIO

Direzione, Redazione Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30 C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

dott. ing. Alessandro Banfi

Prospettive nuove

Sino a qualche mese fa la televisione a colori era ufficialmente e volutamente ignorata in Italia.

La nostra Rivista, sia attraverso questa rubrica periodica, che per mezzo di articoli tecnici, informava di quando in quando i lettori su quanto avveniva all'estero (particolarmente in Europa).

Chi scrive queste note ha sempre seguito con attenzione gli sviluppi della TV a colori dai suoi inizi americani, ai successivi sviluppi europei (particolarmente inglesi), esprimendo ripetutamente il rammarico per il totale deliberato assenteismo di chi era investito dell'incarico di portavoce e pilotaggio dell'industria e del commercio Radio-TV nel nostro Paese.

Tale presa di posizione era giustificata dall'asserita convinzione, non peraltro da noi condivisa, che il diffondersi di notizie o dell'interesse circa la TV a colori, avesse dovuto ostacolare la vendita dei televisori normali in bianconero.

Comunque, ciò è ormai cosa passata, dato che qualche mese fa è scoppiata la « bomba » del colore.

Chiariamo subito le cose: non che sia imminente un inizio di trasmissioni TV a colori, chè anzi un regolare servizio non potrà presumibilmente, effettuarsi che tra due o tre anni almeno, ma da parte della R. A. I. si è iniziata una serie di prove sperimentali in sede di accordi internazionali che dovrebbero portare entro il prossimo anno alla scelta definitiva del sistema di trasmissione da adottarsi per tutta l' Europa e per vari Paesi dell' Est collegati dalla catena della Intervision.

Ricordiamo che la televisione a colori sotto la formula della cosiddetta « compatibilità », cioè la possibilità di ricezione regolare in bianco-nero da parte dei normali televisori, delle trasmissioni a colori, è stata introdotta negli U.S.A. già da una dozzina di anni adottando il sistema N.T.S.C. tutt'ora valido, anzi affinato e perfezionato nel frattempo. Sono sorti più tardi due nuovi sistemi, entrambi però derivati e fondamentalmente collegati coi principî tecnici dell' N.T.S.C.: il francese SECAM ed il tedesco P.A.L.

Ciascuno di tali sistemi ha qualche vantaggio (ed anche qualche inferiorità) nei riguardi dell'americano N.T.S.C. ed una Commissione di tecnici appositamente creata dalla Unione Europea di Radiodiffusione (U.E.R.) ha ora il compito di sciegliere a seguito di avanzate prove che si protrarranno sino al luglio del 1964, il sistema da adottarsi per le nazioni associate all'Eurovision ed all'Intervision.

Le trasmissioni di prova che la R A I sta compiendo ora e nei prossimi mesi coi tre sistemi in sequenze successive rientrano pertanto nel compito anzidetto dell' U.E.R.

Tali trasmissioni di prova sono specificamente rivolte ai laboratori della nostra industria, gli unici in grado di riceverle, per poter raccogliere una certa mole di giudizi e risultati onde apportare un contributo italiano alla scelta del sistema da adottarsi nel prossimo futuro.

Pertanto sino a che la Commissione dell' U.E.R. non si sarà pronunciata circa il sistema da adottarsi per la TV a colori europea, le trasmissioni sperimentali della R A I non avranno alcun pratico valore per il telespettatore privato.

Inoltre occorrerà almeno un anno per la formazione di un certo numero di tecnici esperti nella TV a colori e per consentire alla nostra industria di studiare ed elaborare i primi modelli di televisori a colori.

(Il testo segue a pag. 573)

dott. ing. Giuseppe Baldan

Antenne con circuiti incorporati*

Incorporando dei circuiti, con particolari funzioni elettroniche, direttamente nell'antenna si possono ottenere dei notevoli vantaggi. Con tale integrazione si possono migliorare le caratteristiche elettriche e la sicurezza, ridurre il numero dei componenti, ottenere dei complessi più compatti. Descriveremo in questo articolo gli ultimi progressi in questo campo.

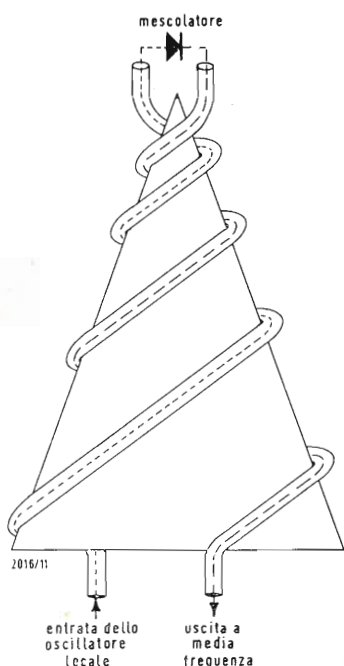



Fig. 1 - Antennaverter (antenna + convertitore) a spirale conica con mescolatore integrato nell'antenna.

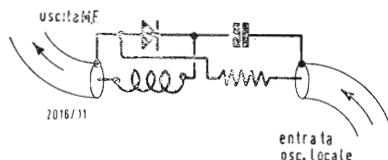



Fig. 2 - Circuito equivalente alla struttura della fig. 1.

L'INCORPORAZIONE di circuiti aventi la funzione di convertitori, amplificatori, ecc., nella struttura dell'antenna si può considerare un fenómeno di normale evoluzione. Esso è perfettamente in linea con l'attuale tendenza di montare gli elementi in modo più compatto, di eliminare il superfluo, di aumentare la sicurezza e di migliorare le prestazioni elettriche. Questi sono infatti gli obiettivi che si pone chi si accinge ad inserire dei circuiti aventi particolari funzioni nelle antenne.

Questo processo di integrazione, significa qualcosa di più di un semplice avvicinamento di un amplificatore o convertitore convenzionale ai morsetti dell'antenna. Esso implica sì l'uso di antenne e di circuiti convenzionali, però non esclude lo sviluppo di nuovi circuiti e di nuove antenne intese a diventare parte dei circuiti e viceversa.

Ci sembra che il primo lavoro in questo campo sia stato quello di E. M. Turner della AERONAUTICAL SYSTEMS DIVISION della base aerea Wright Patterson. Nel 1958 Turner ottenne sperimentalmente un effetto di conversione con la struttura illustrata nella fig. 1. Uno studio dettagliato di questo dispositivo fu iniziato nel 1959 nel Laboratorio Antenne della Università di Stato dell'Ohio, che continua tuttora ad interessarsi del problema dell'integrazione fra circuiti ed antenne. Anche altri laboratori si sono interessati a questo principio; noi ne ricorderemo solo due, quello della Università del NEW HAMPSHIRE nel quale A. D. Frost ha realizzato il *parant* un complesso dipolo e amplificatore parametrico e quello della HUGHES AIRCRAFT di Culver City nel quale M. E. Pedinoff ha realizzato l'amplificatore a fessura a conduttanza negativa. In questo articolo illustreremo i più importanti sviluppi in questo campo e accenneremo brevemente alle possibiltà di applicazione dei sistemi integrati.

1. - ANTENNAVERTER (antenna e convertitore)

Antennaverter è il nome dato ad una nuova struttura nella quale il convertitore è integrato nell'antenna. Un tale sistema è illustrato nella fig. 1. Esso è formato da una antenna a larga banda e da un mescolatore non sintonizzato. L'uso di un mescolatore non sintonizzato evita il problema della banda stretta dei normali circuiti a mescolatore sintonizzato. Poichè viene soppressa la linea di trasmissione fra antenna e mescolatore, vengono eliminati i possibili disadattamenti a certe frequenze e si riducono le perdite in alta frequenza. Gli elementi a spirale dell'antenna sono delle linee coassiali che servono come linee di trasmissione per l'oscillatore locale e i segnali di media frequenza. Il sistema studiato prevedeva l'uso di una antenna a spirale conica; gli stessi risultati possono però applicarsi anche ad altre strutture a larga banda.

I circuiti effettivo ed equivalente della fig. 1 sono illustrati nella fig. 2. Poichè non esistono dei circuiti sintonizzati, si sono usati dei filtri passa banda ideali per rappresentare le sezioni in entrata ed in uscita.

Per un convertitore a diodo tunnel nel quale la polarizzazione possa essere regolata in modo tale che la caratteristica I-V possa essere approssimata dalla seguente relazione:

$$I = G_o V - p V^2 \quad (1)$$

l'amplificazione di conversione è data da:

$$g_c = \frac{4 p^2 V_o^2 G_L G_g}{(Y_2 G_{T1} - p^2 V_o^2)^2} \quad (2)$$

nella quale:

$$G_{T1} = G_g + G_o + G_1$$
$$Y_2 = G_o + G_2 + G_L$$

Le varie quantità hanno il seguente significato:

G_1 = conduttanza di perdita del filtro n. 1; G_2 = conduttanza di perdita del filtro n. 2; G_3 = conduttanza di perdita del filtro n. 3; G_L = conduttanza del carico; G_o = conduttanza del generatore; V_o = segnale dell'oscillatore locale (valore di picco).

La frequenza dell'oscillatore locale ω_o è uguale alla somma della frequenza del segnale ω_s e della media frequenza ω_i. Una analisi dettagliata dell'antennaverter a diodo tunnel si può trovare nella bibliografia (3).

(*) COPELAND, J. R., ROBERTSON, W. J., Antennas have built-in circuits, *Electronic Industries*, maggio 1963, pag. 115.

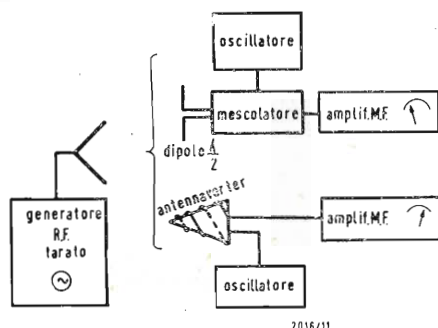



Fig. 3 - Sistema di misura per un antennaverter.

Nell'antennaverter della fig. 1 è stato provato un diodo tunnel ed un diodo convenzionale che può essere regolato (polarizzato) in modo da ottenere una amplificazione di conversione. Con l'apparato illustrato nella fig. 3 si confrontarono un antennaverter a diodo tunnel ed uno a diodo convenzionale con un dipolo ed un mescolatore convenzionali. I risultati delle misure sono illustrati nella fig. 4. Nell'antennaverter si impiegò un diodo tunnel General Electric ZJ56 ed un diodo 1N832, il mescolatore convenzionale, usato con il dipolo, era un 874-MR General Radio equipaggiato con il diodo 1N21B.

L'antennaverter a diodo tunnel dà una certa amplificazione di conversione contrariamente a quanto avviene con i normali mescolatori a diodi (per es. 1N21B e 1N832) che danno una perdita di amplificazione. Secondo quanto risulta dall'equazione (2) si può aumentare a piacere l'amplificazione diminuendo il termine $(Y_2\, G_{r1} - p^2\, V_o^2)$. Dal punto di vista della stabilità i valori massimi che si possono raggiungere in pratica sono però uguali a 20-30 dB.

2. - ANTENNAFIER (antenna e amplificatore)

Un antennafier è un complesso integrato costituito da una antenna ed un amplificatore. I circuiti studiati sono stati parecchi, alcuni di questi sono illustrati nelle fig. 5 ÷ 10. Nelle fig. 5, 6 e 7 si hanno delle strutture a pettine nelle quali gli elementi radianti sono accoppiati ad una linea di trasmissione caricata con diodi amplificatori. Tali strutture possono essere rappresentate da un sistema in cascata come è illustrato nella fig. 5.

La temperatura di rumore e l'amplificazione di potenza possono essere derivate facendo riferimento alla rappresentazione a cascata della fig. 5. Il segnale fornito da ciascuna antenna a ciascun amplificatore sia uguale a E_s. Per semplicità suporremo che gli elementi di antenna siano collegati al sistema mediante dei collegamenti unilaterali in modo tale che sia impedito il passaggio di potenza dall'amplificatore all'antenna. Si suppone inoltre che il sistema sia regolato in modo che i segnali siano in fase ai terminali di entrata dell'amplificatore. Ciò soddisfa la condizione che la sorgente del segnale si trovi nella direzione del massimo del fascio.

Se esistono N stadi la potenza totale in uscita (P_{out}) è uguale a:

$$P_{out} = E_s^2 \left[\sum_{i=1}^{N} G^i_v \right]^2 \qquad (3)$$

dove G_v è l'amplificazione di tensione di ciascun stadio.

La potenza totale in entrata è uguale a:

$$P_{in} = N \frac{E_s^2}{Z_o} \qquad (4)$$

Perciò l'amplificazione di potenza P_{out}/P_{in} può essere espressa nel modo seguente:

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{E_s^2}{N} \left[\sum_{i=1}^{N} G^i_v \right] \qquad (5)$$

Se T_e è la temperatura di rumore effettiva vista ai terminali di ciascun elemento di antenna e se T_a è la temperatura di rumore effettiva di ciascun amplificatore (riferita all'entrata), la temperatura di rumore globale del sistema (riferito ad un gruppo di terminali di entrata equivalenti) è:

$$T_a = \frac{N T_A \sum_{i=1}^{N} (G^2_v)^i}{\left[\sum_{i=1}^{N} G^i_v \right]^2} + N T_e \qquad (6)$$

Per maggiori dettagli su questo punto si veda il n. 4 della bibliografia.

L'antennafier in cascata può essere confrontato con un sistema convenzionale nel quale gli amplificatori della fig. 5 vengono sostituiti da sezioni della linea di trasmissione a temperatura T_o con coefficiente di trasmissione della potenza a. Se si pone all'uscita del pettine di antenna un singolo amplificatore con amplificazione G e temperatura T_a, la temperatura di rumore del sistema (riferita all'entrata dell'amplificatore) è uguale a:

$$T_a = T_e \left[\sum_{i=1}^{N} \left(\sqrt{a}\right)^i \right]^2 + (1 - a)\, T_o \sum_{i=1}^{N} a^i + T_A \qquad (7)$$

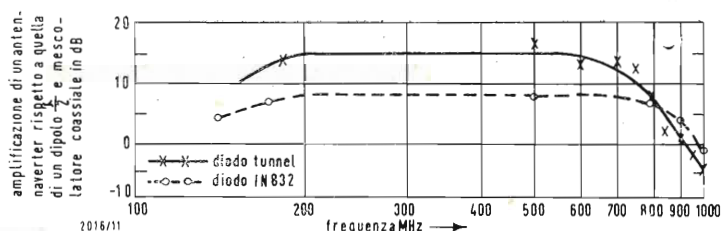



Fig. 4 - Caratteristiche di funzionamento misurate su un antennaverter a spirale conica.

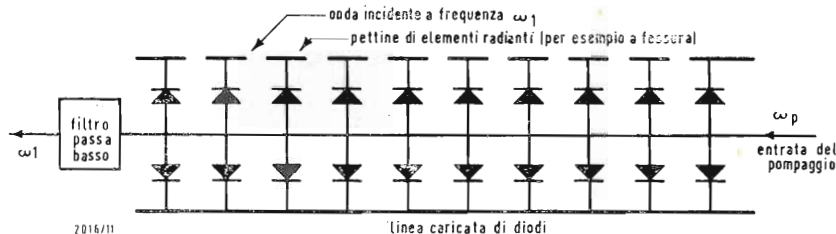



Fig. 5*a* - Antennafier (antenna + amplificatore) parametrico ad onda viaggiante.

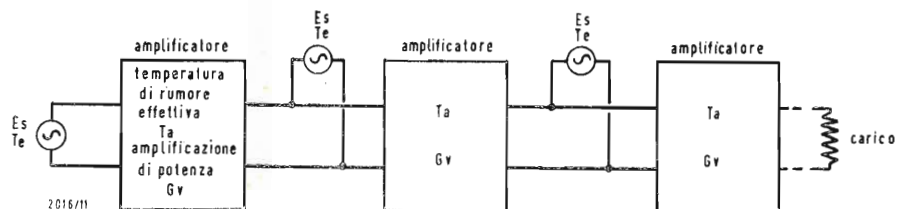



Fig. 5*b* - Rappresentazione di un antennafier in cascata.

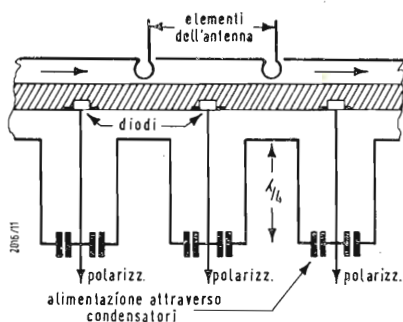



Fig. 6 - Antennafier a pettine con diodi tunnel.

nella quale T_0 è uguale normalmente a 290°K.

Se α è sensibilmente inferiore all'unità la temperatura dell'antennafier può essere considerevolmente inferiore a quella di un sistema convenzionale.

Delle misure di amplificazione eseguite su antennafier del tipo delle fig. 5, 6 e 7 hanno dato dei valori di più di 3 dB per stadio fino ad una amplificazione totale di 30 dB. In genere l'instabilità si manifesta solo con amplificazioni superiori a 15 dB. Questa non è tuttavia una limitazione intrinseca, perchè con un accurato adattamento degli elementi individuali, a resistenza negativa, alla linea si può migliorare notevolmente la stabilità.

L'antennafier della fig. 8 è costruito in modo analogo all'antennaverter della fig. 1. In questo caso si usa però un diodo varactor e si sostituisce un segnale di pompaggio al segnale dello oscillatore locale. L'uscita è costituita dal segnale incidente amplificato. I normali circuiti di segnale e passivo di un amplificatore parametrico sono forniti al diodo dalla struttura a larga banda della stessa antenna. Se si usa una frequenza di pompaggio superiore alla frequenza di taglio dell'antenna, il punto morto (idler) inferiore può essere fatto cadere entro la banda passante dell'antenna e il punto morto superiore al di fuori di tale banda passante. Con ciò si soddisfa la condizione di funzionamento a resistenza negativa dell'amplificatore parametrico. Inoltre, poichè la temperatura di rumore del circuito passivo è uguale a quella dell'antenna alla frequenza del punto morto, il rumore portato da questa sorgente può essere tenuto notevolmente basso, esso dipende infatti dall'efficienza dell'antenna, dalla sua orientazione e dalla scelta delle frequenze.

È stato sperimentato un modello nel quale il campo operativo della spirale conica era compreso fra 150 e 900 MHz circa. Il diodo varactor fu inserito fra i terminali di alimentazione dell'antenna. Il segnale in uscita fu prelevato da uno dei due cavi coassiali che costituivano i bracci a spirale dell'antenna. Il segnale di pompaggio veniva immesso attraverso l'altro cavo ed accoppiato capacitivamente al diodo.

Con una frequenza di pompaggio di circa 1500 MHz ed una frequenza di segnale di circa 700 MHz il dispositivo funzionava con una bassa amplificazione dell'ordine dei 2-3 dB rispetto alla spirale conica non caricata. Si notò qualche tendenza all'instabilità, apparve però chiaro che si sarebbe potuto aumentare notevolmente l'amplificazione con una progettazione più accurata, soprattutto sopprimendo in maggior misura la frequenza del punto morto superiore.

Questo tipo di antennafier è molto semplice e può essere sintonizzato in una banda molto ampia variando la frequenza del segnale di pompaggio. Esso dovrebbe dare una amplificazione a rumore molto basso e dovrebbe essere considerato sia come una alimentazione a basso rumore per antenne a riflettore sia come elemento in grosse strutture a pettine. Finora l'attenzoine dedicata a questo elemento è stato molto ridotta, sono però in progetto degli studi più approfonditi.

Uno studio abbastanza intenso è stato invece quello effettuato sull'antennafier a dipolo risonante su mezza onda e diodo tunnel, illustrato nella fig. 9. È stata infatti condotta una indagine approfondita per determinare l'impedenza, l'amplificazione e il rumore di tali dispositivi. Una sicura conoscenza di questi antennafier è utile sia per pro-

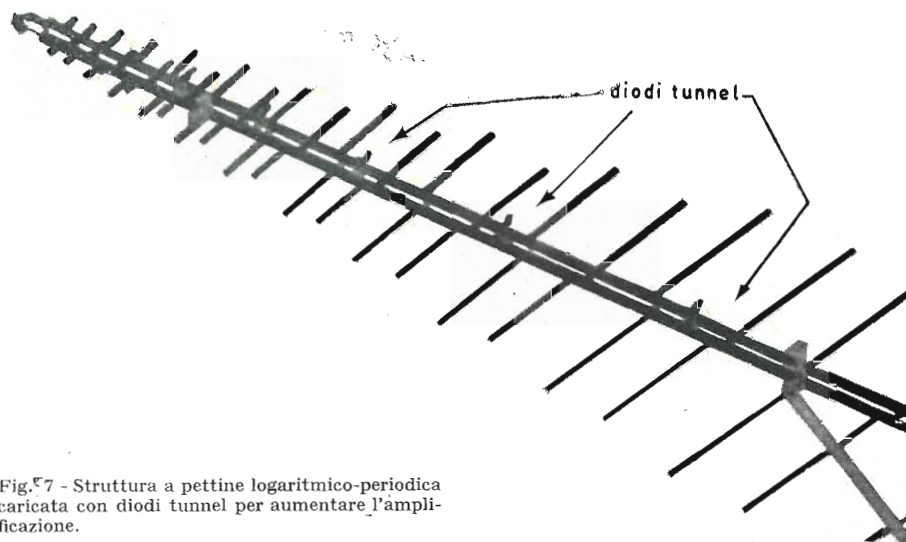



Fig. 7 - Struttura a pettine logaritmico-periodica caricata con diodi tunnel per aumentare l'amplificazione.

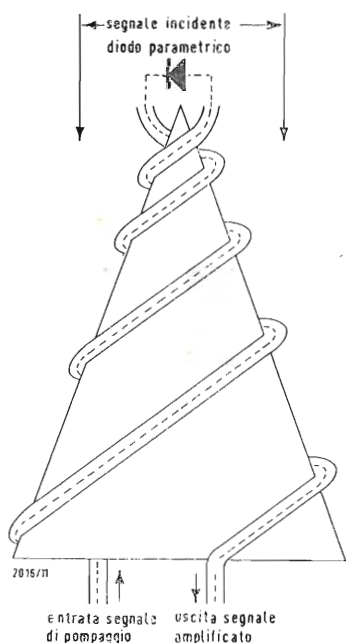



Fig. 8 - Questo antennafier ha la stessa struttura dell'antennaverter della fig. 1.

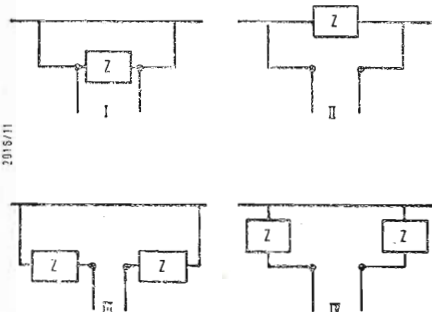



Fig. 9 - Dipoli caricati con diodi tunnel per ottenere un aumento dell'amplificazione.

gettare i singoli elementi, sia per montare gli elementi in struttura a pettine. Una analisi dettagliata dei quattro casi illustrati nella fig. 9 è riportata nel n. 5 della bibliografia. Sono normali circuiti con amplificazione di 10 dB e temperatura di 800°K. Le prestazioni sono, ovviamente, sempre quelle dei dipoli a mezza lunghezza d'onda.

L'ultimo antennafier studiato in base a questo programma è illustrato nella fig. 10. Si tratta di un dipolo gamma-matched integrato con un amplificatore a transistore. Si ottiene una vera integrazione per il fatto che il dipolo viene usato come circuito di entrata dell'amplificatore. Su questo antennafier è stato compiuto uno studio approfondito ed i risultati sono stati pubblicati nel n. 6 della bibliografia. Dalle misure si è rilevata una amplificazione di circa 12 dB ed una temperatura di rumore di 350°K. L'amplificazione è confrontabile con quella dello stesso transistore usato in un normale circuito amplificatore, però la temperatura di rumore subisce un miglioramento di circa il 20%. Questo fatto è attribuito alle minori perdite che si hanno nell'antenna rispetto al circuito accordato di entrata dell'amplificatore normale. Perciò un antennafier è decisamente migliore della combinazione di una antenna passiva e di un amplificatore normale. Questo elemento viene già impiegato nelle strutture riceventi a pettine nelle quali la formatura del fascio può essere eseguita elettronicamente mediante la regolazione dell'amplificazione dei singoli elementi.

3. - ANTENNAMITTER (antenna e trasmettitore)

Una struttura integrata costituita da una antenna ed un circuito trasmittente si può chiamare antennamitter. La fig. 11 illustra una di queste strutture che impiega un oscillatore a diodo tunnel 1N2939 come trasmettitore a potenza limitatissima. La frequenza di risonanza di circa 145 MHz viene determinata dalla frequenza di risonanza del sistema dipolo a mezza onda più accoppiamento a gamma.

La frequenza di esercizio può essere aumentata fino al 20% modificando l'accoppiamento a gamma, in ogni caso la stabilità di frequenza rimane scadente a causa dello scarso fattore di qualità dei circuiti che determinano la frequenza.

La potenza continua totale che entra nel diodo tunnel di questo antennamitter è uguale a circa 40 μW; non si è fatto alcun tentativo di misurare il rendimento o la potenza in uscita. Per ottenere delle potenze maggiori si possono usare altri diodi tunnel, però le limitazioni di frequenza ostacolano l'impiego di diodi tunnel di potenza in tale applicazione.

La modulazione viene applicata alla polarizzazione in corrente continua, come si può vedere nella figura 11. Si ottiene così una modulazione sia di ampiezza che di frequenza, però finchè il segnale modulatore rimane costante, la distorsione in modulazione di ampiezza non appare eccessiva e la voce può essere ricevuta senza perdita di intelligibilità.

4. - MISURE SU SISTEMI INTEGRATI

I valori dell'amplificazione e del rumore dei sistemi integrati sono molto più difficilmente misurabili di quanto non avvenga con i normali circuiti. In questo ultimo caso i terminali di entrata e di uscita sono ben definiti; nel caso di un amplificatore integrato, che può essere

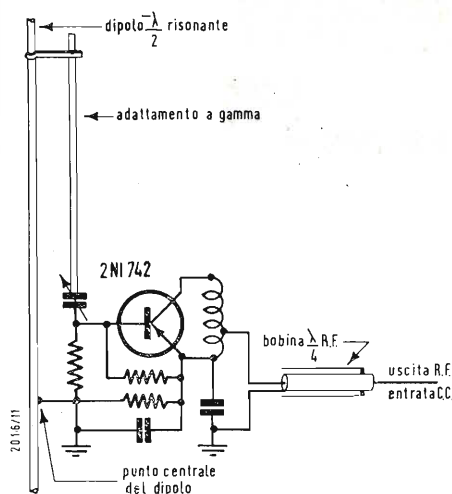



Fig. 10 - Antennafier a dipolo transistorizzato.

distribuito lungo tutta l'antenna, diventa impossibile l'individuazione dei terminali di entrata e di uscita.

L'amplificazione di un antennafier può essere misurata con il normale metodo del confronto nel quale si considera come standard l'antenna non caricata.

Per la misura del rumore, poichè non sono disponibili i terminali di entrata, si può far ricorso a misure di sensibilità all'intensità di campo. Questa sensibilità viene definita come l'intensità di campo di un'onda elettromagnetica nella quale deve essere immersa l'antenna per ottenere in uscita un segnale di intensità uguale a quella del rumore.

Per essere corretti si dovrebbe definire l'intensità del campo elettrico, per tale lavoro è però conveniente lavorare con la densità di potenza.

La temperatura di rumore di un'antennafier o di un'antennaverter può essere determinata in base al rapporto fra la sensibilità all'intensità di campo con amplificatore (o mescolatore) funzionante e la sensibilità all'intensità di campo con amplificatore (o mescolatore) non funzionante o staccato. La temperatura di rumore T_a di un antennafier può essere derivata dal rapporto delle sensibilità di campo (*FSSR*) in base alla seguente relazione:

$$FSSR = \frac{T_e + T_a + T_r'G}{T_e + T_r} \qquad (8)$$

nella quale:

T_e = temperatura dell'antenna dovuta alla temperatura del cielo, alla temperatura della terra ed alle perdite della antenna; T_a = parte della temperatura di rumore dovuta al circuito dell'amplificatore; T_r = temperatura di rumore del circuito ricevente che viene dopo l'antennafier; G = amplificazione dell'antennafier.

Tale metodo è stato sviluppato appositamente per misure su antennafier, però il suo uso è stato esteso anche ad antennaverter nei quali la frequenza in uscita è diversa dalla frequenza in entrata. Perciò non è più possibile disattivare la porzione attiva del sistema per la determinazione di una delle sensibilità di campo. È allora necessario usare un'antenna identica (oppure la stessa antenna dopo avere tolto il mescolatore) ed un mescolatore separato di caratteristiche note. Poichè è necessario che la larghezza di banda effettiva sia la stessa per ambedue le misure (in genere la larghezza di banda effettiva dell'amplificatore di media frequenza), la larghezza di banda del mescolatore separato non deve essere inferiore a quella del resto del sistema. Inoltre anche l'amplificazione di conversione del mescolatore separato deve essere nota con precisione.

Fig. 11 - Antennamitter (antenna + trasmettitore) a diodo tunnel e dipolo a mezza lunghezza d'onda.

Per maggiori dettagli sulla misura della temperatura di rumore rimandiamo ai n. 7 e 8 della bibliografia.

5. - CONCLUSIONI

Il concetto che sta alla base dell'integrazione fra antenna e circuiti è quello di combinare certe funzioni dell'antenna con certe funzioni dei circuiti in una unica struttura integrata. I dispositivi integrati illustrati in questo articolo sono di tre tipi: antennaverter, antennafier, antennamitter. Il loro nome è derivato dalla parte finale del nome (in inglese) del circuito integrato. Sono cioè delle combinazioni fra una antenna e un convertitore (converter), un amplificatore (amplifier) e un trasmettitore (transmitter) rispettivamente. Gli elementi attivi utilizzati sono stati diodi tunnel, transistori e diodi varactor.

Tutti i risultati sperimentali riportati sono relativi alle bande UHF e VHF però le tecniche sono già applicabili anche ad altre bande di frequenze.

I principali vantaggi dei sistemi integrati rispetto ai circuiti convenzionali sono i seguenti: migliori prestazioni elettriche, aumento della sicurezza, minor numero di componenti, minore ingombro.

6. - BIBLIOGRAFIA.

1. Frost A. D., «*Parametric Amplifier Antenna*,» Proc. IRE, Vol. 48, p. 1163, June 1960.

2. Pedinoff, M. E., »*The Negative Conductance Slot Amplifier*,» IRE Transactions of PGMTT, Vol. 9, pp. 557, November 1961.

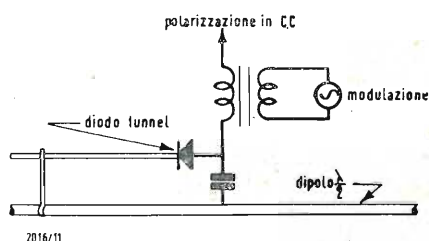
3. *Interim Engineering Report* 903-11, 1 July 1960, (AD 242 911), The Ohio State University Antenna Laboratory.

4. *Interim Engineering Report* 903-22, 1 September 1961, (AD 165 963), The Ohio State University Antenna Laboratory.

5. Fujimoto, K. « *The Analysis and Design of Tunnel Diode Dipole Antennafier* », Report 1566-1, March 1963, The Ohio State University Antenna Laboratory.

6. Copeland, J. R., and Robertson, W. J., «*The Transistorized Dipole Antennafier*», Report 1566-2, March 1963, The Ohio State University Antenna Laboratory.

7. Copeland, J. R., Robertson, W. J., and Walter C. H., «*Final Engineering Report*», Vol. II, Part I, 1 December 1960 Report 903-16, The Ohio State University Antenna Laboratory.

8. Copeland, J. R., and Robertson, W. J., «*Antennaverters and Antennafiers*», Electronics, October 6, 1961. *A*

I satelliti metereologici e per telecomunicazioni.

L'impiego dei satelliti terrestri per applicazioni quotidiane in tutto il mondo è uno dei maggiori obiettivi del programma spaziale americano. La legge del Congresso che nel 1958 istituiva l'Ente Aeronautico e Spaziale (NASA) stabilì che « le attività nello spazio dovranno essere consacrate a scopi pacifici e a vantaggio dell'intera umanità ». L'ufficio delle applicazioni della NASA effettua esperienze con due sistemi fondamentali di satelliti che forniscono prospettive immediate di utilizzazione le più ampie possibili e presentano vantaggi per tutte le nazioni: i satelliti per telecomunicazioni e quelli meteorologici.

Le sensazionali prove di telecomunicazioni transatlantiche ad opera del « Relay » e del « Telstar » nel 1962 e nel 1963 hanno dimostrato in maniera definitiva che i satelliti sono in grado di assicurarci eccellenti collegamenti intercontinentali.

Il successo del satellite « Syncom II » ha ulteriormente confermato la possibilità di perfezionare il satellite come apparato per le telecomunicazioni. Inoltre, abbiamo dimostrato la possibilità di effettuare il lancio di un satellite su un'orbita sincrona, correggerne l'assetto e di mantenerlo in stazione.

Non vi è dubbio che tra non molto si dovrà ricorrere ai satelliti per le telecomunicazioni. I previsti aumenti del traffico sottoporranno ad un carico eccessivo i cavi sottomarini in opera e in programma nonchè gli impianti radio ad alta frequenza. I satelliti potranno rivelarsi l'unico sistema in grado di provvedere al servizio eccellente di comunicazioni con zone del mondo remote e meno progredite.

La crescente domanda di traffico telefonico e televisivo è stata soddisfatta con l'installazione di circuiti di ripetitori a microonde montati su torri, almeno nei tratti continentali. Le microonde viaggiano soltanto in linea retta e pertanto le torri dovranno essere intervallate da 32 a 48 chilometri. La stessa soluzione, naturalmente, non è realizzabile quando si abbiano notevoli estensioni di mare.

Invece, se si potrà piazzare il ripetitore a bordo di un satellite a migliaia di chilometri dalla Terra, i segnali potranno varcare interi continenti e oceani.

Il programma della NASA per i satelliti da telecomunicazioni viene svolto in tre settori: satelliti riflettori passivi a bassa e media altitudine, satelliti ripetitori attivi a bassa e media altitudine, satelliti ripetitori attivi ad altitudine sincrona. Rappresentativo del satellite passivo è l'« Echo I » lanciato il 12 agosto 1960.

Questa sfera alluminizzata di 30 metri di diametro è stata probabilmente vista ad occhio nudo più di qualsiasi altro oggetto artificiale. All'inizio della sua attività riuscì a riflettere perfettamente segnali radiofonici e di telescrivente e telefoto a distanze cospicue. Alla fine del 1963 verrà lanciato un secondo e più grande « Echo » (da 40 metri di diametro), nell'ambito del programma statunitense-sovietico di collaborazione nei progetti spaziali.

Il satellite ripetitore attivo ad altitudine bassa o media è rappresentato dai satelliti « Relay I » e « Telstar I » e II. Questi satelliti hanno trasmesso tra gli Stati Uniti e l'Europa programmi televisivi, conversazioni telefoniche, messaggi di telescrivente, dati e telefoto. Inoltre, il « Relay » ha collegato gli Stati Uniti ed il Sud America con messaggi radiofonici, telescritti, dati e telefoto. Il « Relay I » ed il « Telstar II » sono tuttora in funzione ed aumenteranno la loro portata geografica, mano a mano che altre nazioni entreranno a far parte del programma con la costruzione di stazioni a terra.

Il sistema al altitudine sincrona è rappresentato dal « Syncom II » lanciato felicemente in orbita da 35.700 chilometri il 26 luglio 1963. Questo veicolo spaziale ha assicurato il primo collegato radio tra gli Stati Uniti e l'Africa via spazio.

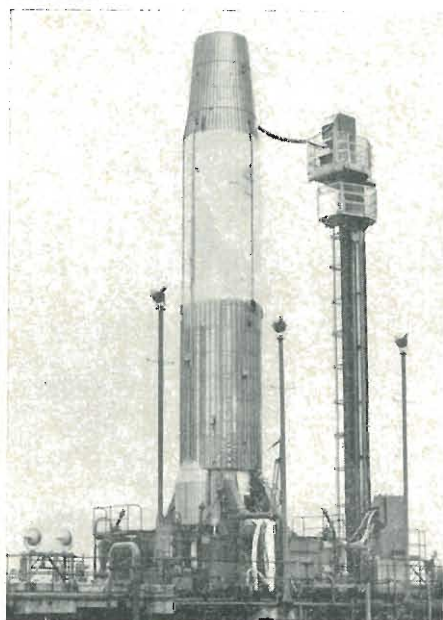
Il satellite fu messo in opera il 15 agosto in un punto a 55 gradi ovest di longitudine al termine di una serie di manovre nello spazio che indussero il direttore generale della NASA, James E. Webb, a definire l'operazione « una delle imprese straordinarie negli annali del volo spaziale ».

Il « Syncom II » eguaglia la velocità di rotazione della Terra mentre si muove segnando un'immaginaria figura ad otto tra le latitudini 33 nord e sud al disopra del Brasile e dell'Oceano nord-Atlantico. Tre veicoli spaziali « Syncom » opportunamente intervallati intorno alla Terra al disopra dell'equatore consentirebbero essenzialmente le telecomunicazioni su scala globale.

Dato che il principale obiettivo del « Syncom II » era di perfezionare l'esperienza relativa alla messa in orbita sincrona di un satellite e al suo mantenimento in stazione, le sue possibilità come mezzo di telecomunicazione (per motivi di peso) sono ridotte ad un canale telefonico aperto nei due sensi. I satelliti perfezionati sincroni attualmente allo studio potranno ritrasmettere i segnali televisivi nonchè centinaia di canali telefonici.

La NASA continua i suoi programmi di studio sui satelliti per telecomunicazioni, in maniera da perfezionare la tecnologia che consentirà la tempestiva e completa utilizzazione pratica del satellite come apparato per telecomunicazioni. La rete commerciale funzionante che ne deriverà, verrà messa a punto e gestita e sarà

di proprietà della U. S. COMMUNICATIONS SATELLITE CORPORATION secondo quando fu stabilito dalla Legge 1962 sui Satelliti per le Telecomunicazioni.
L'esperienza acquistata nel programma dei satelliti meteorologici si è dimostrata preziosa per coloro che si occupano di previsioni del tempo nel mondo intero. A tutt'oggi, gli Stati Uniti hanno lanciato con successo sette satelliti meteorologici « Tiros », che hanno trasmesso alle stazioni a terra oltre 200.000 fotografie della coltre di nubi utilizzabili ed altre informazioni d'interesse meteorologico. Da queste immagini sono state ottenute oltre 6.800 analisi della coltre di nubi, forniti oltre 900 preavvisi speciali di temporali e, in 380 casi specifici, l'analisi delle condizioni meteorologiche è venuta a guadagnarne.
L'esperienza sarà ulteriormente ampliata con il lancio di altri quattro « Tiros » nell'ambito del programma statunitense di studi ed esperienze. Un lancio interessante ed importante sarà quello del prossimo « Tiros », in un programma per la fine del 1963. Si tratterà del primo collaudo in orbita del nuovo sistema APT (trasmissione automatica di immagini), che è stato sviluppato per il nuovo satellite meteorologico « Nimbus ».
Con il sistema APT, gli utenti di dati meteorologici lungo il percorso del satellite saranno in grado di ottenere direttamente la trasmissione di immagini locali della coltre di nubi dal « Tiros » e, in un secondo tempo, dal « Nimbus » al momento in cui il satellite passa a 1.900-3.200 chilometri da una stazione al suolo. L'apparecchiatura alla stazione a terra costa meno di 50 mila dollari e potrà essere acquistata da enti qualificati e Paesi di tutto il mondo. Con questa apparecchiatura molti nuovi Paesi in fase di sviluppo in tutto il mondo potranno ottenere fotografie locali delle nubi da utilizzare per i rispettivi programmi di previsioni del tempo.
Il « Nimbus », che fa parte della seconda generazione di satelliti meteorologici, verrà lanciato su un'orbita quasi polare. Sarà puntato in direzione della Terra in qualsiasi istante, in modo da consentire praticamente la copertura del globo. Con il sistema APT, i meteorologi di tutto il mondo che saranno attrezzati con l'apparecchiatura al suolo potranno disporre di fotografie locali della coltre di nubi. Il « Nimbus » trasmetterà anche immagini nitidissime ed altri dati meteorologici alle stazioni di comando ed acquisizione dei dati situate nelle latitudini settentrionali. Il lancio del primo « Nimbus » è in programma per questo inverno.
È inoltre allo studio l'eventuale impiego di un satellite meteorologico su orbita sincrona. Un veicolo spaziale del genere potrà permettere l'osservazione delle condizioni del tempo senza soluzioni di continuità al disopra di un determinato tratto della superficie terrestre. Ad esempio, un uragano potrebbe essere osservato, ora per ora, dalla sua formazione al suo dissolvimento.
Oltre ai satelliti da telecomunicazioni e meteorologici vi sono altri possibili campi di applicazione dei satelliti. Indicativi di tali nuovi usi potenziali dei satelliti sono la raccolta dei dati e l'assistenza alla navigazione. Questo tipo di satellite aiuterebbe navi, aerei ed altri mezzi in movimento, mentre il satellite per dati sarebbe in grado di raccogliere le informazioni ottenute da stazioni automatiche in regioni fuori mano. Stazioni del genere potrebbero fornire informazioni che non è altrimenti possibile ottenere in campi come l'oceanografia e l'idrologia.
I satelliti per l'assistenza alla navigazione fornirebbero tempestivamente dati a navi ed aerei, consentendogli di conoscere la loro posizione in qualsiasi momento determinato. Essi agevolerebbero inoltre il controllo del traffico aereo e il coordinamento del traffico marittimo nel mondo intero. Inoltre, si potrebbe disporre rapidamente di informazioni sulle ricerche e sui soccorsi in caso di disastri.
Un satellite per la raccolta dei dati potrebbe effettuare misurazioni con stazioni automatiche impiantate in zone remote del mondo o al disotto degli oceani e nell'atmosfera. Ad esempio, informazioni oceanografiche come la temperatura dell'acqua o la velocità e la direzione delle correnti marine a diverse profondità potrebbero essere trasmesse ad un satellite in orbita che provvederebbe a sua volta a ritrasmetterle ad una stazione a terra. Tali dati potrebbero avere un valore incalcolabile per i pescatori alla ricerca di grandi banchi di pesci.
Se si considera che l'uomo è entrato nell'era spaziale da breve tempo e si rilevano i rapidi progressi che sono stati compiuti al fine di comprendere ed usare questo nuovo strumento a vantaggio dell'uomo, si potrà senza eccessivo sforzo prevedere che le esistenze di noi tutti verranno direttamente influenzate in meglio dai continui progressi nelle applicazioni future della tecnologia dei satelliti.

(u. s.)

La fotografia mostra il « Blue Streak » britannico, primo stadio di un lanciatore capace di mettere in orbita satelliti di comunicazione.

Un satellite per comunicazioni britannico

Si stà per iniziare lo studio del progetto di un satellite di comunicazione britannico. A molti questo potrà sembrare un primo passo, piuttosto modesto, in direzione « dello spazio », ma le cose non stanno precisamente così, perchè, se gli sforzi e i risultati britannici in questo campo sono stati modesti rispetto a quelli degli Stati Uniti d'America e dell'Unione Sovietica, essi non sono affatto trascurabile.
Lo studio di questo progetto sarà un passo logico nel cammino verso lo spazio, che ha avuto inizio con l'abolizione del « Blue Streak come arma di guerra. Il

lavoro su questo razzo è stato continuato allo scopo di renderlo adatto al suo nuovo e pacifico compito. Preso il « Blue Streak » sarà pronto per le prove di volo che avranno luogo a Woomera (Australia). Il « Blue Streak » promette di esser molto soddisfacente come primo stadio di un razzo per il lancio di un satellite di comunicazione.

Se si dovesse incominciare daccapo il lavoro di progettazione di un razzo di questo genere, è improbabile che esso sarebbe molto diverso dalla forma attuale del « Blue Streak », e non v'è da temere che risulti antiquato quando il satellite sarà pronto per il lancio in orbita. La Gran Bretagna ha ottenuto un'esperienza preziosa col lancio di grossi razzi mediante il « Black Knight », e alcuni di questi sono stati muniti di un secondo stadio.

Quattordici razzi sono già stati lanciati da Woomera, e tutti con successo; la squadra di lancio del « Black Knight » formerà il nucleo della squadra di lancio del « Blue Streak ». Quest'ultimo formerà il primo stadio del veicolo a razzo a tre stadi della « European Launcher Development Organisation » (E.L.D.O.), veicolo che è in corso di sviluppo, in comune, da parte della Francia, della Germania, del Belgio, dell'Italia, dell'Olanda e dell'Australia. Questo razzo sarà adatto per il lancio di un satellite di comunicazione.

Se, per una ragione qualsiasi, il primo stadio, francese, o il secondo stadio, germanico, non dovessero essere disponibili la Gran Bretagna, grazie all'esperienza acquistata col « Black Knight » potrebbe produrre questi stadi; sarebbe però per lo meno inutile spender denaro per questi stadi, mentre vengono sviluppati dall'E.L.D.O. Il veicolo dell'E.L.D.O. vengono disegnati in vista di un satellite di comunicazione, e gli ingegneri di questa Organizzazione saranno incoraggiati dal fatto che esiste un possibile liente, nel ccampo delle comunicazioni, per il loro razzo.

La Gran Bretagna ha pure avuto un'esperienza pratica utilissima nel campo delle comunicazioni, con la costruzione ed il funzionamento della stazione a terra di Goonhilly (Cornovaglia) impiegata coi satelliti sperimentali americani « Telstar » e « Relay ».

Questi esperimenti hanno avuto successo ed hanno dimostrato le possibilità di questa nuova forma di comunicazione. Vi sono però ancora molti problemi da risolvere e non è probabile che un sistema americano per uso civile possa essere in funzione prima che fra quattro anni.

Si dice talvolta che non vi sia traffico, o reddito, per più di un sistema di comunicazione mediante satelliti, ma la domanda di tali comunicazioni aumenta così rapidamente che non è possibile che possa esser soddisfatta, per molto tempo, da un unico sistema. Nel 1961 il « Royal Aircraft Establishment » (Regio Stabilimento Auronautico) di Farnborough (Hampshire-Inghilterra) con la collaborazione del Ministero delle Poste britannico, ha studiato abbastanza dettagliatamente il progetto di un sistema globale di comunicazioni a mezzo satelliti, ed è giunto alla conclusione che lo scopo sarebbe meglio raggiunto con un sistema di dodici satelliti in orbita attorno all'equatore ad un'altezza di circa 13.000 km. I satelliti si muoverebbero in modo da presentare un quadro regolare che verrebbe conservato per vari anni. Questo verrebbe fatto regolando con molta precisione la velocità orbitale di ogni-satellite, dopo che questo è stato messo in orbita, servendosi di piccoli getti di gas.

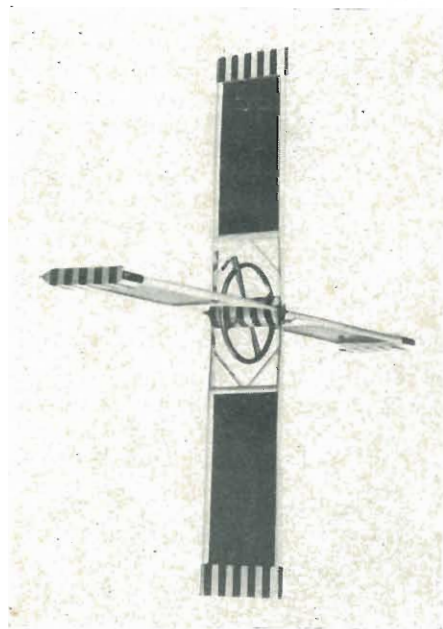
Disegno britannico di un satellite di comunicazione.

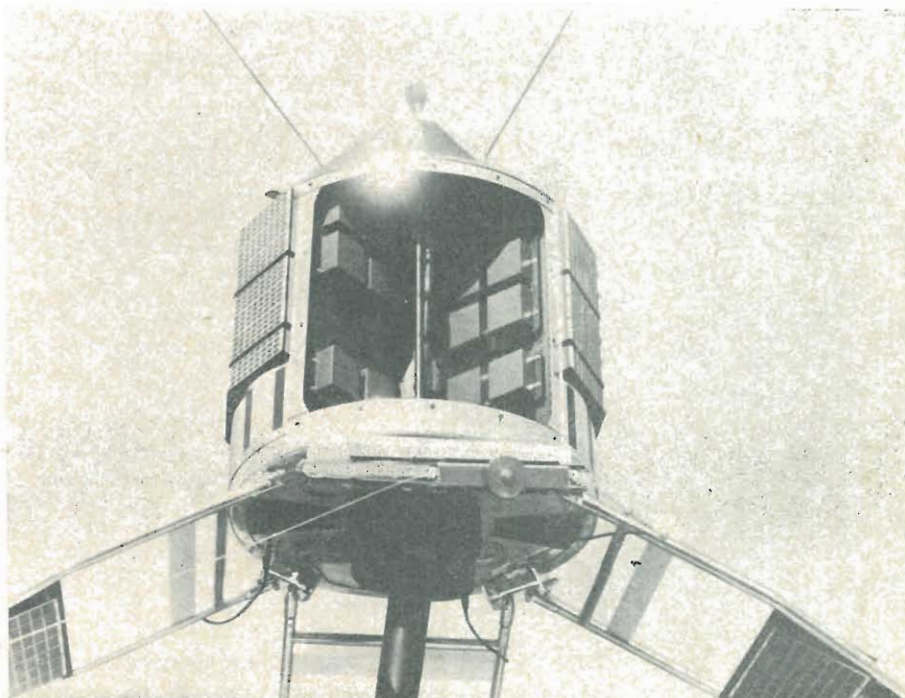
Alternativamente, se un satellite dovesse esser messo in un'orbita equatoriale ad un'altezza di circa 37.000 km il periodo orbitale sarebbe di 24 ore in modo che se venissero fatte delle regolazioni molto precise, ogni satellite potrebbe esser fatto sembrare immobile sopra qualsiasi punto desiderato dell'orizzonte.

Questo progetto presenta molte attrattive dal punto di vista delle comunicazioni. Una delle più importanti di queste è che le grandi antenne che sono necessarie nelle stazioni a terra non debbono più esplorare il cielo da un punto all'altro, e sono quindi relativamente poco costose da costruire. Un'orbita tanto alta comporta peraltro uno svantaggio che è oggetto di controversia per gli ingegneri delle comunicazioni, e cioè che il ritardo di tempo che un'orbita tanto alta introduce nel circuito è così forte da non essere accettabile: occorrerà un quarto di un secondo perchè un messaggio sia trasmesso da colui che parla a colui che è in ascolto.

Alcuni trovano che questo è un inconveniente grave, specialmente per coloro che parlano rapidamente e continuamente, e che non sono stati avvertiti di questa peculiarità del sistema, ma la maggior parte delle persone non incontrerebbe alcuna difficoltà per questo inconveniente se la conversazione è chiara, come dovrebbe essere nei collegamenti per satellite.

Se due interlocutori fossero tanto lontani fra loro, sulla superficie terrestre, da richiedere che i segnali vengano trasmessi tramite due satelliti stazionari ed una stazione a terra il ritardo nel circuito sarebbe di circa mezzo secondo e questo potrebbe essere noioso. Peraltro il numero di queste conversazioni sarebbe una frazione minima del totale.

Con l'aumento del numero dei satelliti messi in orbita, si ridurrebbe il numero delle conversazioni che richiedono due « salti » e, servendosi di collegamenti con

la rete di comunicazione tradizionale, il numero di persone raggiungibili con un solo « salto » è molto grande.
Per esempio dovrebbe esser possibile parlare direttamente dall'Inghilterra con Adelaide (Australia Meridionale), e poi continuare il circuito fino all'Australia Orientale usando il sistema telefonico nazionale.
Dopo il progetto-studio del Royal Aircraft Establishment e del Ministero delle Poste, gli americani hanno fatto esplodere, nel luglio 1962, la loro bomba « Arcobaleno », e ciò ha fatto aumentare la cintura di radiazione di elettroni captata dal campo magnetico terrestre in modo tale che la vita delle celle solari e dei transistor alla quota di 12.850 km è stata seriamente ridotta. Poco si sà sulla durata prevista di questa cintura di radiazioni, ma è possibile che persista per vari anni.
Potrà forse esser possibile di costruire delle celle solari che abbiano una vita lunga, in questo campo di radiazioni, ed in effetti, qualche progresso è già stato fatto in materia. Si potrebbero anche proteggere le celle con strati di vetro o di quarzo, ma ciò comporterebbe un aumento considerevole di peso.
Un problema analogo esiste anche pei transistori, ma in questo caso non occorre che la schermatura sia trasparente come dev'essere, naturalmente, per le celle solari. Peraltro, a un'altezza di 37.000 km, il campo magnetico terrestre è molto più debole e quindi non è probabile che il suo effetto sia considerevole, altro vantaggio, questo delle orbite alte.
Sfortunatamente risulta più difficile immettere un satellite in un'orbita « stazionaria », e qualche miglioramento degli stadi superiori del veicolo dell'E.L.D.O. si renderebbe necessario, oppure bisognerebbe aggiungere un quarto stadio. Inoltre la massa di carico pagante di comunicazioni che potrebbe esser messa in una tale orbita da un determinato veicolo lanciatore, è minore di quella che potrebbe esser messa dallo stesso veicolo in un'orbita a 12.850 km d'altezza, ma nel primo caso occorrerebbe un minor numero di satelliti per provvedere un sistema di comunicazione.
Si potrebbe pensare che per l'orbita più alta occorra una maggiore potenza della trasmittente del satellite. In effetti non è così, perchè, per quanto la distanza sia tre volte più grande, la larghezza della trave dell'antenna occorre sia soltanto un terzo di quella voluta per l'orbita più bassa. Quindi la potenza richiesta è uguale nei due casi.
Il grandissimo vantaggio delle antenne direzionali per i satelliti è che esse costringono il progettista a disegnare il satellite in modo che le sue antenne siano sempre rivolte verso la Terra. Questo riesce più facile nell'orbita più bassa perchè il campo di gravitazione è più vasto, e questo fatto può servire per stabilizzare il satellite. Nell'orbita più alta l'effetto della gravitazione è tanto piccolo da rendere poco attraente questo mtodo di stabilizzazione, e occorre trovare una altra soluzione al problema.

Il primo satellite interamente britannico, lo VK-3- sarà lanciato nel 1966 in un'orbita circolare attorno alla terra. Una volta in orbita esso funzionerà per un anno, dopo di che il trasmettitore sarà spento onde consentire l'utilizzazione delle frequenze per altri esperimenti.

Le perturbazioni dell'orbita causate dal Sole o dalla Luna sono minori alle quote più basse e possono quindi essere trascurate, ma nelle orbite più alte l'inclinazione dell'orbita può cambiare di 1 grado all'anno, e di questo occorre tener conto. Il lancio dei satelliti in orbite equatoriali può essere effettuato più efficientemente da basi vicine all'equatore. Se i satelliti venissero lanciati da Cape Canaveral (lat. 29° N) o da Woomera (lat. 31° S) si avrebbe una notevole riduzione di carico pagante. D'altra parte la preparazione di una base di lancio equatoriale sarebbe costosa, e tutto il problema dev'esser, evidentemente, studiato con molta cura.

Se la Gran Bretagna farà uno sforzo concentrato in questo campo dei satelliti di comunicazione, essa dovrebbe, con l'aiuto dei suoi associati dell'E.L.D.O., apportare un valido contributo all'inizio di questo nuovo mezzo di comunicazione. (*u.b.*)

Una nuova gamma di registratori Ampex.

La Società Ampex annuncia il lancio di una nuova gamma completa di registratori stereo a nastro di alta qualità, comprendente quattro modelli diversi, per l'amatore, l'industria e l'insegnamento.
I nuovi registratori a quattro piste della serie F-44 comportano importanti migliorie rispetto ai prodotti della serie 1200, ai quali essi succedono. Immesso sul mercato nel 1961 il 1200 è stato il registratore sonoro più venduto da quando esiste la Società Ampex.

Una novità senza precedenti accompagna la vendita di questo prodotto: l'acquirente riceve un certificato segnaletico di funzionalità, compilato nelle fabbriche Ampex particolarmente per l'apparecchio di cui egli fa l'acquisto. Questo certificato, che gli viene rimesso al momento in cui rinvia il suo bollettino compilato di garanzia, gli permette di conoscere esattamente ciò che può aspettarsi dal suo F-44. Vengono forniti: la curva di risposta, il rapporto segnale disturbo, la misura della fluttuazione e della variazione del suono, l'eliminazione della diafonia fra i due canali. Il certificato porta la firma dell'ingegnere che, in fabbrica Ampex, ha proceduto alle misure.

Ecco alcune altre novità, che caratterizzano questo materiale: un nuovo motore sincrono a isteresi, studiato in modo particolare per l'F-44, assicura un funzionamento regolare e silenzioso grazie al suo rotore e al suo ventilatore dinamicamente equilibrati. Nelle condizioni normali di impiego, questo motore non ha mai bisogno di ingrassatura. Vi sono indicatori di potenza di registrazione distinti per ogni canale, e gli indici sono disposti in modo da dare indicazioni rapide e chiare. Per ogni via un indicatore luminoso rende impossibile qualsiasi errore quando si effettua la registrazione monofonica su quattro piste.
Grazie alla sovraimpressione multipla, il suono può essere trasferito da canale a canale, e viceversa.

Un comando speciale permette all'utente di regolare previamente l'F-44 in vista dell'arresto automatico. Analogamente, l'apparecchio si blocca da sè in caso di rottura del nastro, quando la registrazione o la riproduzione si effettuano senza sorveglianza.

Come tutti i registratori sonori Ampex, l'F-44 possiede tre testine distinte – registrazione, cancellazione, riproduzione – ognuna delle quali è concepita per un funzionamento ottimo. Una schermatura interamente metallica, come pure delle piste più strette, eliminano ogni pericolo di diafonia fra piste contigue.
Il complesso amplificatore-altoparlante, del tipo 2044 migliorato, è ora montato sopra un supporto distinto e possiede i controlli degli acuti. Il complesso viene completato con un altoparlante per gli acuti, del tipo auricolare, dotato di un circuito di primaria direzionalità.

Tutti i registratori Ampex F-44, come pure l'amplificatore-altoparlante del tipo 2044, beneficiano della garanzia, relativa ai « componenti », di un anno.
L'F-44 esiste nei seguenti modelli:

Modello F-4450, non montato, in modo da poter essere utilizzato in installazioni speciali, o, su richiesta, presentato in un mobile in noce. Comprende un controllo di volume di riproduzione; entrate del microfono sono disposte lateralmente;
Modello F-4452, non montato, in modo da poter essere utilizzato in complessi ad elementi dotati di un controllo centrale di volume. Non vi è controllo di volume di riproduzione e le entrate del microfono sono disposte sul pannello superiore;

Modello F-4460, portatile, per permettere le registrazioni stereo sul posto. Possiede un amplificatore e altoparlanti incorporati. Presentato in valigia;
Modello F-4470, portatile, per permettere la registrazione, il controllo e la riproduzione sul posto' Possiede un amplificatore e altoparlanti incorporati, a due vie;
Modello 2044, insieme altoparlante-amplificatore di alta fedeltà, portatile, autonomo. Concepito per essere utilizzato coi registratori della serie F-44, i sintonizzatori MA-MF o come complesso portatile amplificatore di potenza. (*a.n.*)

notiziario industriale

Variatori di velocità a diodi e a thyratron al silicio*

Sebbene l'apparizione dei thyratron al silicio sia abbastanza recente, i considerevoli progressi compiuti nella tecnologia ne consentono l'impiego in dispositivi elettrici di elevata potenza. Rispetto ai tubi a gas i thyratron al silicio presentano il vantaggio di richiedere una debole potenza di comando, e di avere dimensioni ridotte e una durata di vita decisamente superiore se correttamente utilizzati. Ricordando brevemente i principi di funzionamento dei diodi e dei thyratron al silicio, l'articolo si propone di illustrare, con qualche esempio, la loro applicazione nei variatori e negli asservimenti di velocità.

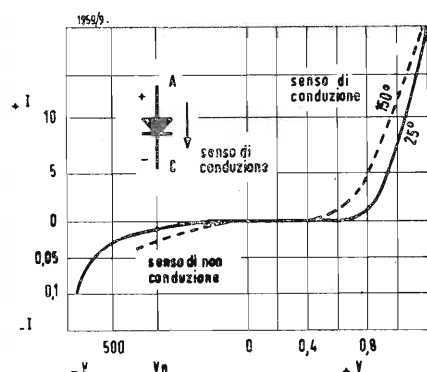



Fig. 1 - Curva caratteristica di un diodo al silicio: la corrente inversa aumenta rapidamente per una tensione superiore a un certo valore nominale V_n.

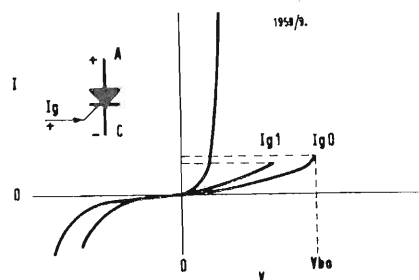



Fig. 2 - Se la tensione applicata a un thyratron al silicio viene elevata, quando l'anodo è positivo, oltre un certo valore V_{bo}, la caduta di tensione anodo-catodo raggiunge un valore confrontabile con quello dato da un diodo nel senso di conduzione.

1. - I DIODI AL SILICIO

Il silicio è il materiale più utilizzato nella fabbricazione di semiconduttori. Rispetto al germanio esso ha il vantaggio di ammettere temperature più alte, perché la giunzione, dove una parte di energia elettrica si dissipa sotto forma di calore, può sopportare sino a 150° C. Questa dissipazione di potenza è evidente se si considera la relazione, rappresentata dalla figura 1, tra la corrente nel diodo e la corrispondente caduta di tensione. Nel senso di conduzione si genera nel semiconduttore una caduta di tensione, dell'ordine del volt, che provoca una perdita di potenza « diretta ». Analogamente si ha una perdita di potenza « inversa » quando il diodo è polarizzato in senso inverso ed è percorso da una debole corrente; questa aumenta rapidamente se la tensione inversa applicata supera un certo valore, detto tensione nominale V_n. I costruttori classificano generalmente i propri diodi in base alla tensione inversa di picco massima ammissibile, e indicano, tra le altre caratteristiche, anche i valori massimi della tensione efficace e della corrente media inversa a pieno carico per una data temperatura della capsula.

Il funzionamento del diodo nella regione delle correnti inverse forti è pericoloso, quando l'elevazione di temperatura dovuta alla potenza dissipata porta la giunzione a un valore prossimo a quello massimo ammissibile. Per valutare correttamente questo pericolo, oltre alla potenza dissipata è da considerare la capacità termica della giunzione, la temperatura iniziale e il tempo di funzionamento del diodo in questa regione. Inoltre, per un certo valore di sovratensione un diodo può essere distrutto da uno scoppio che si produce ai bordi della giunzione. Queste considerazioni sono fondamentali per il progetto dei circuiti di protezione contro le sovratensioni nei dispositivi elettronici.

La fig. 1 mette in evidenza la variazione della caratteristica del diodo in funzione della temperatura; se questa aumenta, la potenza dissipata diminuisce se il diodo è percorso da corrente nel senso di conduzione mentre aumenta se la corrente nel diodo è inversa.

Insorge un problema di temperatura anche nel caso in cui due diodi siano collegati in parallelo. Infatti, se l'assieme è percorso da una corrente tale che, per esempio, la caduta di tensione ai suoi terminali è di un volt ed esiste una differenza di temperatura tra i due diodi, quello in cui la temperatura è più elevata lascerà passare una corrente maggiore; da ciò nasce un effetto di aumento progressivo della corrente per il diodo a temperatura più alta. Questo problema si presenta generalmente nei dispositivi di potenza elevata e talora anche in quelli di debole potenza, quando si fa un collegamento di diodi in parallelo per ragioni di sicurezza, per evitare, ad esempio, che un diodo guasto comporti l'arresto dell'impianto.

Tra le altre caratteristiche dei diodi al silicio è da considerare ugualmente la loro attitudine a sopportare un determinato sovraccarico di corrente per un certo periodo di tempo. I fabbricanti danno, a questo proposito, delle curve determinate in base alla caduta di tensione diretta, alla temperatura massima e alla capacità termica della giunzione. Queste caratteristiche offrono un criterio per la scelta degli organi di protezione: fusibili o disgiuntori, i cui tempi di intervento devono essere adeguati ai diversi valori di sovraccarico.

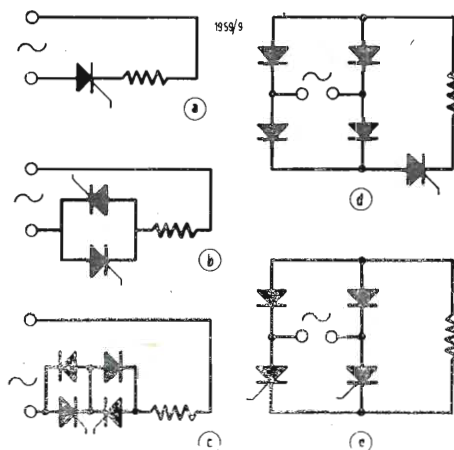
(*) Duret, J., Variateurs de vitesse à diodes et thyratrons au silicium, *Electronique Industrielle*, febbraio 1963, pag. 59.

ig. 3 - Esempi di collegamenti di diodi e di thyratron al silicio; quelli rappresentati in « d » ed « e » permettono di regolare la corrente continua di un carico, che può essere l'indotto di un motore.

Fig. 4 - Schema a blocchi di un variatore di velocità che utilizza uno dei collegamenti rappresentati dalle fig. 3d o 3e, per i quali il tempo di conduzione dei thyratron è regolato dalla differenza amplificata tra la tensione U ai capi dell'indotto del motore e una tensione di riferimento E.

Infine, per utilizzazioni speciali e particolarmente per il funzionamento con corrente di frequenza superiore a 400 Hz, si deve tener conto del tempo necessario a disperdere le cariche elettriche accumulate nel diodo dopo un certo tempo di conduzione. Queste cariche provocano una corrente inversa quando si inverte la tensione ai capi di un semiconduttore dopo un periodo di conduzione. Questo fenomeno è da considerare, assieme con la disparità delle correnti inverse nei semiconduttori, nel caso di connessione di diodi in serie.

2. - I THYRATRON AL SILICIO

Il thyratron al silicio si presenta come un diodo provvisto di un elettrodo supplementare di comando, variamente denominato dai diversi costruttori. In assenza di corrente nell'elettrodo di comando, le correnti anodiche, dirette e inverse, sono molto deboli, generalmente inferiori a qualche milliampère. Se però la tensione (positiva) dell'anodo viene elevata oltre un certo valore V_{bo} (fig. 2), la tensione anodo-catodo scende rapidamente fino a raggiungere un valore comparabile a quello di un diodo polarizzato nel senso di conduzione. La presenza di una corrente tra l'elettrodo di comando e il catodo aumenta le correnti di fuga dirette e inverse.

Se l'anodo è positivo, il thyratron viene innescato da un determinato valore di corrente nell'elettrodo di comandoe I fabbricanti indicano le caratteristiche di questo elettrodo: limiti di corrente e di tensione che si possono applicare.

Senza entrare in particolari, diremo che la giunzione elettrodo di comando-catodo si comporta come un diodo, il cui anodo è costituito dall'elettrodo di avvio del thyratron; il segnale che provoca l'innesco va da 1 a 3 V e da 100 μV a 100 mA, secondo le potenze. In generale l'avvio della conduzione di un thyratron è provocato da un impulso breve di durata inferiore a 1 ms.

Attualmente sono in commercio diversi modelli di thyratron al silicio con correnti anodiche comprese tra 1 e 250 A. Questi componenti presentano particolare interesse per scopi di regolazione della potenza erogata da una rete a corrente alternata a un carico, rappresentato da una resistenza negli schemi di fig. 3, dove sono indicate varie disposizioni combinate di diodi e di thyratron al silicio.

Nel circuito di fig. 3a una semionda di corrente viene sbarrata dal potere raddrizzante del thyratron, mentre la semionda opposta di corrente inizia il passaggio nel thyratron con un ritardo regolabile mediante un elettrodo di comando. Un circuito per la regolazione dell'inizio di conduzione di entrambe le semionde è indicato nelle fig. 3b e 3c; il secondo di questi due circuiti presenta il vantaggio di non richiedere che un solo generatore del segnale di avvio essendo i catodi dei thyratron allo stesso potenziale. Le disposizioni rappresentate nelle fig. 3d e 3e permettono di regolare la corrente continua circolante in un carico, che può essere l'indotto di un motore.

3. - VARIATORI DI VELOCITÀ A DIODI E THYRATRON AL SILICIO PER MOTORI A CORRENTE CONTINUA

3.1. - Generalità

Se si utilizza una delle disposizioni rappresentate nelle fig. 3d e 3e per alimentare l'indotto di un motore a corrente continua a eccitazione separata, la velocità del motore sarà una funzione della tensione media raddrizzata. Essendo variabile la coppia resistente che si oppone alla rotazione dell'albero la velocità del motore varierà allo stesso modo della forza controelettromotrice dell'indotto.

Si potrà migliorare la stabilità della velocità di rotazione, mettendo a con-

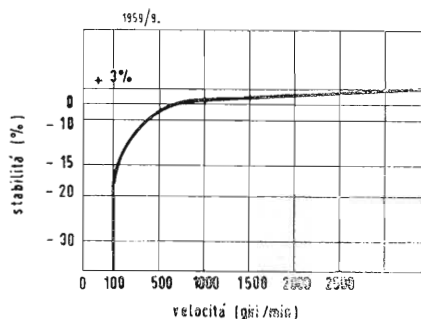



Fig. 5 - Curva della stabilità di velocità ottenuta con un variatore di 2 CV per un carico variabile dal 25 al 100 %.

Fig. 6 - Curva della stabilità « assoluta » di velocità ottenuta con un variatore di 2 CV e una dinamo tachimetrica calettata sull'albero del motore per un carico variabile dal 25 al 100 %.

Variatore di velocità di 1/4 di cavallo con la scatola contenente gli organi di telecomando.

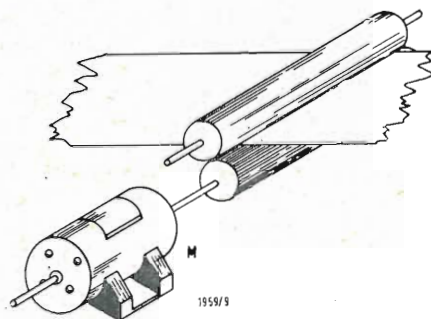



Fig. 7 - Nel caso della trazione a sforzo costante di un nastro o di un cavo, uno dei rulli è trascinato dal motore M la cui coppia viene asservita al valore voluto.

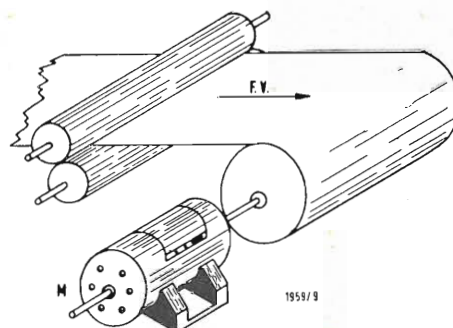



Fig. 8 - Nel caso di una avvolgitrice a sforzo costante, la cui bobina è trascinata da un motore M, si può realizzare un asservimento di potenza.

fronto la tensione che si forma ai capi dell'indotto con una tensione continua E prelevata da un potenziometro P (fig. 4). Queste due tensioni sono poste in opposizione di polarità e la loro differenza comanda una amplificatore che regola i tempi di conduzione dei thyratron di raddrizzamento. La curva di fig. 5 mostra la variazione di velocità, cioè la stabilità, espressa in percento della velocità di regolazione di un motore, alimentato con un dispositivo come in fig. 4 quando il carico del motore varia di 3/4 rispetto al suo valore di pieno carico.

La tensione ai morsetti del motore è data dall'espressione $U = e + RI$, nella quale « e » rappresenta la forza controelettromotrice, R la resistenza dell'indotto e I la corrente di alimentazione. Per ottenere un valore che sia realmente funzione della velocità è pertanto necessario correggere la tensione U in funzione di I, supponendo invariabile il campo di eccitazione.

Quando si esige una maggiore stabilità della velocità, l'accoppiamento al motore di una dinamo tachimetrica a magnete permanente permette di ottenere, senza artifici, una tensione direttamente funzione della velocità, eliminando tutte le cause di perturbazione come le variazioni del campo induttore, la variazione della resistenza dell'indotto per effetto del calore e la caduta di tensione alle spazzole. La fig. 6 dà la caratteristica del variatore di velocità realizzato in questo modo. In casi speciali si può raggiungere una stabilizzazione della velocità di qualche permille.

Altri problemi che si presentano nella realizzazione di un variatore sono: la protezione contro le sovratensioni e la limitazione della corrente fornita dal raddrizzatore sia durante l'accelerazione del motore sia in caso di sovraccarico. La rodustezza dell'equipaggio dipende dalla cura rivolta alla risoluzione di questo problema.

4. - APPLICAZIONI DI VARIATORI DI VELOCITÀ ELETTRONICI

Le applicazioni industriali dei variatori di velocità elettronici, che utilizzano diodi a thyratron al silicio, sono numerose e svariate; accenneremo qui solo a tre applicazioni di asservimento: della coppia, della potenza o della velocità di un motore.

La fig. 4 indica una risoluzione del problema dell'asservimento della velocità di un motore, ma si può immaginare agevolmente anche la realizzazione di un asservimento della coppia del motore a un valore fisso, regolando la corrente assorbita dall'indotto. A questo scopo si collegherà una resistenza in serie con l'indotto e la caduta di tensione così ottenuta sarà posta a confronto con un'altra prelevata da un potenziometro. Se ora si realizza il prodotto del segnale funzione della coppia per il segnale funzione della velocità si ottiene una tensione proporzionale alla potenza assorbita dall'indotto.

4.1. - Asservimento di coppia

Questo può essere ad esempio il caso in cui lo sforzo di trazione di una nastro o di un cavo deve essere costante (fig. 7). Il nastro che può essere di carta, di metallo ecc., è premuto tra due rulli, uno dei quali è trascinato dal motore la cui coppia è asservita al valore desiderato, regolabile con un potenziometro. La coppia dovuta ad attrito meccanico è in generale relativamente costante e la stabilità dello sforzo è sufficiente nella maggior parte delle applicazioni. In questo esempio la velocità del motore non è comandata, bensì è determinata dalla velocità dei rulli di tenuta.

4.2. - Asservimento di potenza

È questo il caso ad esempio, di un'avvolgitrice a sforzo di trazione costante; la figura 8 rappresenta i due rulli di tenuta del nastro e la bobina in fase di riempimento (il cui diametro aumenta di conseguenza) trascinata da un motore M. Se la velocità V del nastro e lo sforzo di trazione sono costanti, ugualmente lo sono la potenza di trazione e la potenza richiesta al motore. Il segnale elettrico, prodotto della coppia per la velocità di rotazione del motore, rappresentante la potenza assorbita, sarà perciò asservito a una tensione. Quest'ultima potrà essere fornita da una dinamo tachimetrica che comanda la velocità del nastro, lo sforzo di trazione rimane costante.

4.3. - Asservimento di motori di velocità costanti

In questo genere di asservimento la velocità di un motore, che determina la velocità d'assieme di una macchina, comanda quella di altri motori i quali ruotano a velocità proporzionali. La variazione della velocità del motore primo comanderà variazioni proporzionali di velocità degli altri motori. Questo problema si presenta frequentemente nei macchinari per la carta o per i cavi.

I variatori di velocità a semiconduttori apportano in questo caso un importante guadagno di ingombro, precisione nella regolazione e maggiore sensibilità nell'asservimento e inoltre una durata di servizio molto superiore a quella dei dispositivi con valvole elettroniche e thyratron a gas. *A*

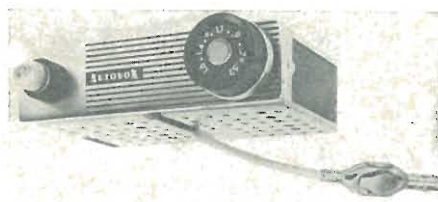
Complesso di duplicazione per registrazioni magnetiche.

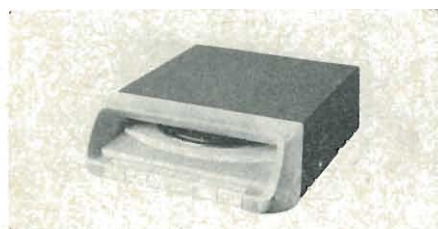
Un nuovo complesso di registrazione su nastri magnetici di uso professionale, che costa la metà dei modelli precedenti, è ora messo in commercio dalla AMPEX Corporation.
Si tratta del PD-10, che permette all'utente e specialmente agli insegnanti di beneficiare dei vantaggi della registrazione professionale rapida. È un apparecchio perfetto per il trasferimento di registrazione e la sovraimposizione multipla, capace di registrare contemporaneamente fino a tre nastri originali con entrata di microfono o entrata di linea. Col PD-10 una sola persona può produrre in otto ore di lavoro fino a 75 nastri registrati di 360 metri. Non occorre alcuna preparazione tecnica. Manutenzione e uso semplificati dell'apparecchio.
Il modello normale occupa la superficie di 0,42 m^2 e permette di produrre tre copie contemporaneamente. Il nastro originale e le copie possono essere a mezza pista, a due piste monofoniche, o a due piste stereofoniche. La velocità del nastro, tanto dell'originale, quanto delle copie, è 4,75; 9,5; 19 o 38 cm/sec.
Vi può essere uno scarto di una velocità fra il valore nominale (superiore) della velocità del nastro originale e quella delle copie.
Il registratore PD-10 è stato provato dal 1961 nelle scuole. È conforme alle norme professionali e beneficia della garanzia AMPEX di un anno.

Curva di risposta: scarto max rispetto al nastro originale.

Scarto	Velocità delle copie	Frequenza
da + 2 a — 4 dB	19 e 38 cm/s	da 50 Hz a 15 kHz
da + 2 a — 4 dB	9,5 cm/s	da 50 Hz a 7,5 kHz
da + 2 a — 4 dB	4,75 cm/s	da 50 Hz a 3,75 kHz

Attenuazione di diafonia (intercanale) superiore a 50 dB a tutte le frequenze in funzionamento normale; Rapporto segnale disturbo < 3 dB di rumore sulle copie; Fluttuazione e variazione del suono $< 0{,}25\%$ sulle copie (metodo di misura standard ASA); Precisione del tempo di base $> \pm 0{,}25\%$. (*a.n.*)

Novità autoradio al Salone dell'Automobile

L'AUTOVOX oltre alla sua varia e numerosa produzione di autoradio presenta due novità che verranno immesse sul mercato tra breve.
Il *bikini* è un'autoradio unica nel suo genere, in « due pezzi » (ecco la ragione del suo nome), che risolve brillantemente il problema di alloggiare la radio anche nei cruscotti di quelle automobili nelle quali il costruttore non ha previsto uno spazio adeguato.
In questi ultimi anni le autoradio, per i moderni ritrovati tecnici, hanno raggiunto dimensioni assai ridotte; oltre, oggi, è difficile scendere a meno di non compromettere quelle caratteristiche specifiche assai specializzate proprie degli apparecchi autoradio in ragione delle prestazioni eccezionali che ad essi si richiedono, diverse e superiori da quelle degli altri tipi di radio portatili o no.
Non potendo ridurre ulteriormente l'ingombro degli apparecchi, i tecnici dell'AUTOVOX hanno pensato di dividere in due l'attuale dimensione di un'autoradio riducendola di conseguenza alla metà. L'autoradio suddivisa così in due parti, collegabili con un semplice cavo multiplo, è possibile collocarla in punti diversi dell'autovettura.
Esteticamente l'apparecchio è molto gradevole: quando lo si possa o lo si voglia installare con le due parti accostate, una mostrina collega le due manopole di comando che possono anche essere distanziate l'una dall'altra, seguendo ciascuna la propria metà dell'apparecchio, quando l'installazione debba essere realizzata in due punti diversi.
La manopola più piccola accende e spegne l'apparecchio alla semplice pressione di un dito mentre se è girata comanda il volume e il tono; la seconda, più grande, serve per la ricerca delle stazioni e allo scopo una scala circolare è in essa originalmente inserita. La seconda novità che incontrerà certamente un vivissimo interesse è costituita da un« giradischi per auto » per la costruzione del quale si sono dovuti affrontare o risolvere delicati e vari problemi.
Basti pensare cosa succede ad un normale giradischi se riceve un benchè minimo urto; il funzionamento ne è compromesso: la velocità di rotazione del disco cambia e con essa la tonalità del suono, il pick-up slitta.
Il giradischi AUTOVOX è stato progettato per funzionare in assoluta indifferenza a scosse sia sussultorie che oscillatorie quali sono quelle provocate dalla normale marcia di un automobile.

Uno speciale sistema annulla le sollecitazioni impresse, nei due sensi, alla rotazione del disco e speciali sospensioni pneumatiche ammortizzano l'effetto delle scosse verticali che potrebbero far saltare il pick-up.
L'installazione del giradischi è facile perchè l'apparecchio è poco ingombrante: viene posto normalmente sotto la plancia. Il disco si inserisce facilmente in una apposita fessura e ad una pressione di un tasto tutto il meccanismo entra in immediato perfetto funzionamento. Il giradischi è pure dotato di velocità 45 e 33 giri.

dott. ing. Paolo Quercia

Un sistema di telecomando elettronico simultaneo di più modelli ferroviari*

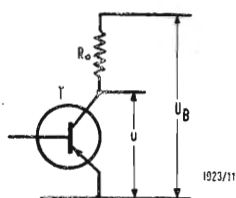



Fig. 1 - Disposizione circuitale per il calcolo delle potenze sul transistor di commutazione.

PER COMANDARE a distanza, indipendentemente l'uno dall'altro, alcuni modelli di treni marcianti contemporaneamente sullo stesso binario esistono svariati sistemi.

Fra questi, uno che porta a delle semplici disposizioni circuitali, pur offrendo notevoli prestazioni funzionali, è basato su di un sistema multiplex.

Il telecomando viene effettuato modulando diverse frequenze portanti, ciascuna delle quali costituisce un canale separato, uno per ciascun treno.

La separazione di un canale dall'altro caratterizzato da una frequenza portante stabilita, si realizza mediante circuiti sintonizzati o mediante filtri veri e propri.

Mediante la modulazione, viene fornita ad ogni treno la informazione di velocità, che può essere variata durante il moto, e di direzione di marcia (marcia avanti e marcia indietro).

1. - SISTEMA PER IL TELECOMANDO SIMULTANEO DI MODELLI FERROVIARI

Occorre tener conto nello studio del sistema di modulazione, della necessità di contenere la potenza necessaria per il funzionamento degli organi di comando realizzati spesso a transistor.

Sia R_0 (fig. 1) la impedenza del motore e T un transistor di commutazione.

La potenza dissipata sul transistor T, vale

$$N_\tau = \frac{1}{R_0 \tau} \quad [u\,(U_B - u)] \qquad (1)$$

Si ottiene un massimo ponendo

$$u = \frac{U_B}{2}$$

$$N_{T\,max} = \frac{U^2_B}{4\,R_0} \qquad (2)$$

La massima potenza nominale del motore $N_{M\,max}$ si ottiene quando $u = 0$

$$N_{M\,max} = \frac{U^2_B}{R_0} \qquad (3)$$

Una opportuna modulazione di ampiezza per il telecomando delle variazioni di velocità si ha quando:

$$N_{T\,max} = \frac{1}{4}\,N_{M\,max} \qquad (4)$$

Le variazioni di velocità del motore si ottengono modulando la portante di canale, mediante impulsi di durata variabile.

La potenza dissipata (sul transistor) dipende essenzialmente dal tempo si salita τ dei singoli impulsi.

Si consideri un andamento lineare della tensione nel tempo di salita; si ha in tal

(*) MULLER, O., Ein System zur elektronischen Simultansteuerung von Modelleisenbahn fahrzeugen, *Elektronik*, giugno 1962, pag. 173.

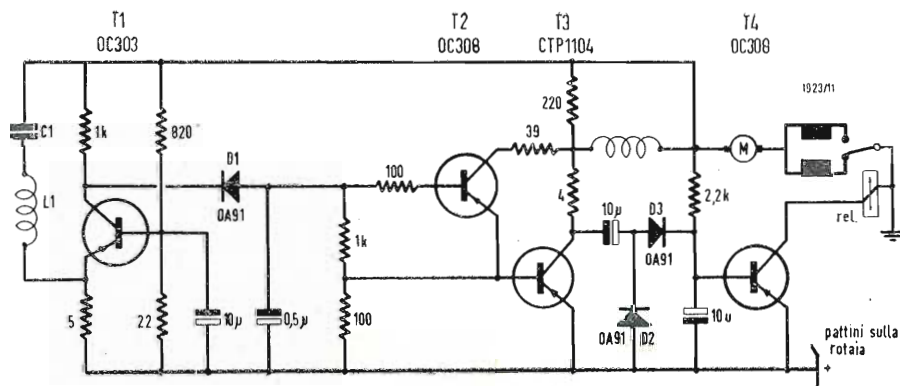



Fig. 2 - Circuito di ricezione montato sul treno.

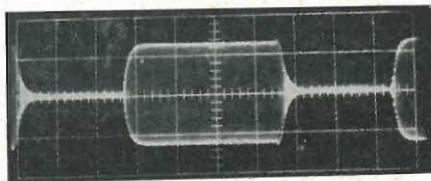



Fig. 3a - Tensione sull'emettitore del transistor T1 (100 mV per quadretto in continua)

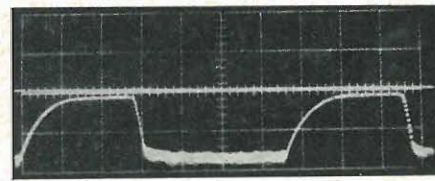



Fig. 3b - Tensione sul condensatore C_2 (500 mV per quadretto).

Fig. 3 - Oscillogrammi ricavati sul circuito di ricezione montato sul treno.
Le tensioni sono misurate con polarità invertita.
Scansione 2 mS per quadretto.

Fig. 3c - Tensione sul collettore del transistor T3 (5 V per quadretto).

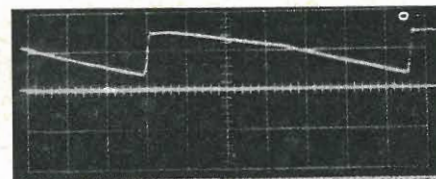



Fig. 3d - Tensione sulla base del transistor T4 (5 V per quadretto)

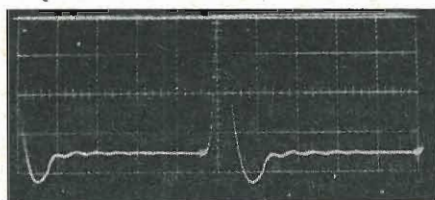



Fig. 3e - Tensione sul collettore del transistor T3 a motore fermo (5 V per quadretto)

caso:

$$u(t) = \frac{t}{\tau} U_B \qquad (5)$$

Il valore medio della potenza dissipata durante il tempo di salita risulta:

$$N_\tau = \frac{1}{R_o \tau} \int_o^\tau u(t) \; [U_B - u(t)] \; dt = \frac{U^2_B}{6R_o} = \frac{1}{6} N_{M\,max} \qquad (6)$$

Tale valore della potenza viene raggiunto solamente due volte durante il periodo T di durata di un impulso.

Dimensionando i circuiti in modo che $T/2 \,.\, \tau \simeq 10$, il valore medio della potenza dissipata sul trasistor in un periodo T, è 10 volte più piccola di $\overline{N}_\tau$.

Poichè tuttavia durante l'impulso rimane inevitabilmente una leggera tensione fra emettitore e collettore, la potenza dissipata sul transistor T risulta leggermente più elevata.

Ad esempio: un motore abbia $R_o = 25\ \Omega$ ed $U_B = 16$ V.
Si ha: $N_{M\ max} \simeq 10$ W ed $I_{max} = 0{,}64$ A.
La tensione residua sul transistor in conduzione vale circa 0,5 V.

Con un rapporto di manipolazione di 0,8 il motore potrà assorbire circa 8 W, mentre $N \simeq 0{,}5$ W.

Tale potenza può essere sopportata tranquillamente da un transistor anche di piccola potenza e senza piastra di raffreddamento.

Il tipo di modulazione viene progettato in modo che ci siano impulsi anche a motore fermo, il rapporto di manipolazione deve essere tuttavia non eccessivamente elevato in modo da consentire anche il telecomando dell'inversione della direzione di marcia, che si ottiene sopprimendo totalmente la portante di canale.

2. - CIRCUITO ELETTRICO

Un circuito costruito secondo i concetti esposti è il seguente: Tensione di trazione continua di 16 V, tensione di comando 200 mV eff. per canale, larghezza di banda di un singolo canale 3 kHz con frequenza centrale compresa nella banda 10 - 80 kHz. Lo schema elettrico è visibile in fig. 2.

Le tensioni continua (per la trazione) e la tensione per il comando sono presenti contemporaneamente tra il conduttore che porta la forza motrice per la trazione (la rotaia centrale) e la massa (le rotaie laterali).

I segnali di telecomando aventi ciascuno una frequenza portante distinta presenti contemporaneamente su di un unico conduttore, (sulla rotaia) vengono selezionati mediante un circuito risonante. La frequenza f_o del canale desiderato viene selezionata dal gruppo L_1 C_1 e la tensione di telecomando si presenta all'ingresso del primo transistor.
I valori di L_1 e C_1 scelti devono soddisfare ad alcune condizioni.

È opportuno che le tensioni di telecomando giungenti sull'emettitore del primo transistor T_1 non siano inferiori a metà di quelle misurate sulla rotaia.

La resistenza di perdita R_v del circuito risonante non caricato deve essere più piccola, od al più uguale della resistenza di ingresso del transistor; tale valore della resistenza di ingresso dipende principalmente dalla resistenza R_2. Per non avere un eccessivo tempo di salita, la larghezza di banda Δf del circuito deve essere almeno: $\Delta f = 1$ kHz.

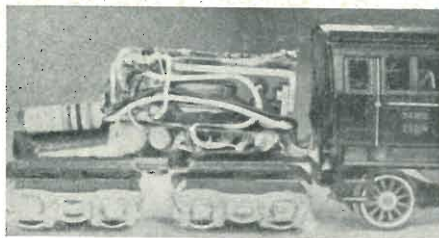



Fig. 4 - Alloggiamento del circuito di ricezione nel tender di una locomotiva.

Fig. 5 - Schema a blocchi dell'alimentazione di trazione e dei generatori dei segnali di telecomando.

Fig. 6 - Disposizione circuitale del generatore dei segnali di telecomando.

Generalmente si ha, indicando con Q il fattore di qualità del circuito caricato:

$$\frac{1}{Q} = \frac{\Delta f}{f_o} = \frac{R_v + R_2}{2\pi f_o L_1} \qquad (7)$$

Indicando con Q_u il fattore di qualità del circuito non caricato, si ha:

$$R_v = \frac{2\pi f_o L_1}{Q_u} \qquad (8)$$

Sostituendo la (8) nella (7) risulta:

$$L_1 = \frac{R_2}{2\pi\Delta f} \; \frac{1}{1 - \dfrac{Q}{Q_u}} \qquad (9)$$

Tramite queste relazioni per $\Delta f = 1$ kHz si possono dimensionare i vari elementi del circuito, fino a che è valida la relazione $2\,Q \leq Q_u$, e ciò per soddisfare le esigenze specificate precedentemente.
Alle frequenze piú elevate di canale in cui si possono avere i circuiti con $2Q > Q_u$, per $f = 1$ kHz, tenendo conto della (8) e la posizione $R_v = R_2$, il valore di L_1 risulta determinato dalla relazione:

$$L_1 = \frac{R_2 \cdot Q_u}{2\pi f_o} \qquad (10)$$

Il valore di C_1 si calcola conoscendo f_o ed L_1.
Per ottenere alta selettività, nonostante la relativamente ampia larghezza di banda del circuito, lo stadio di ingresso viene dimensionato in modo che solamente i picchi negativi della tensione di telecomando possono influire sulla corrente di collettore.
Con una forte corrente di emettitore, la corrente di collettore risulta normalmente saturata, la tensione di collettore è solamente di un centinaio di millivolt. Solamente i picchi negativi della tensione sull'emettitore di T_1 interrompono la corrente i_{c1} e il condensatore C_2 si carica.
Il diodo D_1 impedisce la scarica di C_2 negli istanti compresi fra un picco negativo e l'altro.
Alla carica di C_2 segue che i due transistor T_2 e T_3, normalmente interdetti, passano in regime di conduzione.
Scegliendo opportunamente la costante di tempo determinata da C_2 e dal circuito a valle i transistor T_2 e T_3 vengono portati in saturazione da impulsi di 1 millisecondo di durata.
La maggior parte della corrente di collettore passa attraverso il motore M. La regolazione delle velocità del motore si ottiene, appunto, variando i rapporti di manipolazione degli impulsi di telecomando.
Il transistor T_4, controlla il relais di commutazione Rel. Questo relais ha due posizioni di riposo che vengono commutate per impulsi di corrente.
Nelle posizioni di riposo una metà dell'avvolgimento del motore è collegato a massa, mentre nella posizione di lavoro del relais, il motore risulta disinserito (metà dell'avvolgimento per la rotazione in un senso, l'altra per la rotazione in senso opposto).

Normalmente il transistor T_4 è in interdizione e lascia passare corrente attraverso il relais sopradetto solo durante una commutazione. La condizione normale di T_4 è raggiunta mediante guizzi positivi di tensione che si ricavano sul collettore del transistor T_3 all'inizio di ogni impulso di manipolazione. Mediante il circuito composto dai diodi D_1 e D_3 si ottiene che solo le variazioni positive di tensione all'inizio dell'impulso di manipolazione, vanno a caricare il condensatore C_3 escludendo le variazioni negative che si generano alla fine dell'impulso.
Nella resistenza R_3 scorre la corrente di carica di scarica di C_3. La costante di tempo del gruppo C_3 R_3 è scelta in modo che anche durante una pausa, fra un impulso e l'altro lunga fino a 10 msec. si abbia sempre una tensione positiva sulla base del transistor T_4. Se dopo 15 msec. non sopraggiunge alcun altro impulso, cioè è interrotta la portante degli impulsi di telecomando, il condensatore C_3 tramite R_3 viene caricato ad una tensione sufficientemente negativa e il transistor T_4 incomincia a condurre. Tale corrente fa scattare il relais e interrompe la corrente del motore.
La tensione negativa su C_3 polarizza inversamente il condensatore elettrolitico. Affinché tale tensione inversa non danneggi il condensatore medesimo, il suo valore è contenuto entro 100 mV. Il relais deve successivamente rilasciare, cioè assumere una nuova posizione di riposo. Occorre a tal scopo che giunga un guizzo positivo dal collettore del transistor T_3.
Questo si ottiene al ripristino della portante degli impulsi di telecomando. Per il corretto funzionamento del relasi viene inserita in serie al circuito motore-relais una resistenza R_1.
In fig. 3 sono riportati gli oscillogrammi ricavati in alcuni punti del circuito, come è spiegato sotto ad ogni figura.
In fig. 4 è riportata la sistemazione di tutti i circuiti nel tender della locomotiva di marca Märklin modello 23.

3. - I GENERATORI DELLA TENSIONE DI TELECOMANDO

In fig. 5 è riportato lo schema a blocchi dell'intero gruppo formatore degli impulsi di telecomando e dell'alimentazione per la trazione.
L'alimentatore N_1 provvede a fornire le tensioni necessarie per gli anodi ed i filamenti.
Nei gruppi S_1 S_2... S_n viene generata la tensione di telecomando modulata ad impulsi; ogni gruppo S genera una portante modulante diversa per ogni canale di telecomando. Il numero dei canali funzionanti è quello dei treni presenti sullo stesso binario.
Tramite la resistenza di disaccoppiamento R(20 KΩ) le varie portanti modulate ad impulsi provenienti dai gruppi S_1 S_2... S_n, sono presenti contempo-

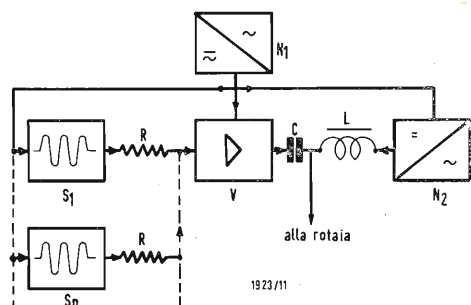
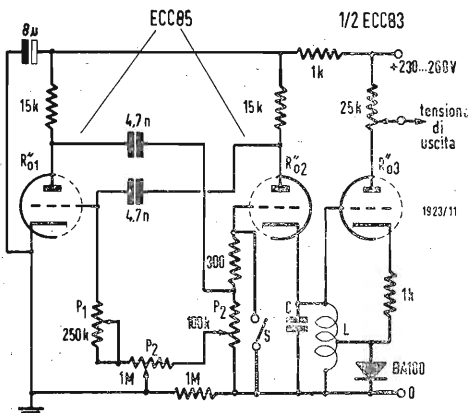
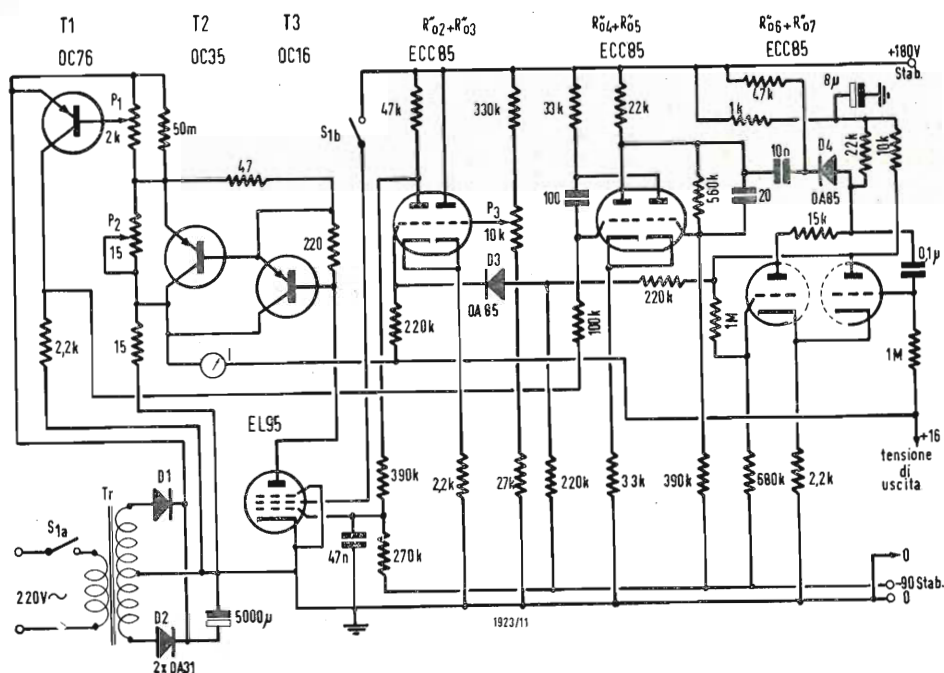



Fig. 7 - Schema dell'alimentatore di trazione.

raneamente all'ingresso dell'amplificatore V, la cui impedenza di ingresso è di circa 2 KΩ. Tale amplificatore con uscita in controfase differisce da un normale amplificatore audio per il trasformatore di uscita che ha una banda da 1 kHz a 100 kHz. Per ottenere una indipendenza dalle variazioni di carico sul binario, l'uscita dell'amplificatore presenta bassa impedenza verso il binario stesso, circa un decimo di Ω, ottenuto mediante controreazione. Come si vede in fig. 5, le tensioni di telecomando giungono al binario al quale perviene anche l'alimentazione necessaria per la trazione.
Questo tipo di alimentazione in parallelo permette, che le tensioni di telecomando e la tensione necessaria alla trazione abbiano uno stesso riferimento e di connettere ad un unico terminale di massa i vari gruppi costituenti l'apparecchiatura.
Il disaccoppiamento fra tensione di telecomando e la tensione continua di trazione, è effettuato tramite il condensatore C (20 μF) e la bobina L (1 mH).
In fig. 6 è rappresentato lo schema di un gruppo S generatore dei segnali di telecomando.
Un multivibratore astabile, usante il tubo ECC85 genera impulsi il cui rapporto di manipolazione può essere variato tramite il potenziometro P_2, tra 0,2 e 0,8. Tramite il potenziometro P_1 e P_2, viene fissato il valore minimo del rapporto di manipolazione (al quale corrisponde la posizione di fermo del trenino) ed il valore di massimo (massima velocità).
Nel circuito catodico del tubo $Rö_2$ è connesso un circuito risonante L, C, che, durante l'interdizione di tale tubo, entra in oscillazione ed insieme al tubo $Rö_3$ funziona come un oscillatore Hartley.
Il diodo al silicio D funziona come stabilizzatore di ampiezza. Durante i periodi in cui il tubo $Rö_2$ esce dall'interdizione, il suo circuito griglia catodo agisce come una resistenza di smorzamento e le oscillazioni si spengono velocemente. Chiudendo il relais S che connette a massa la griglia del tubo $Rö_2$ si ottiene permanentemente la soppressione della frequenza portante con l'arresto del treno rispondente a tale frequenza portante.

4. - ALIMENTATORE DI TRAZIONE

L'alimentatore N_2 della tensione necessaria alla trazione, deve rispondere a due requisiti:
fornire una tensione continua costante e assicurare una protezione automatica contro i corto circuiti con disinserzione e rinserzione automatica.
Il circuito di fig. 7 assicura tali prestazioni.
Tale circuito monta transistor e tubi elettronici per ragioni di costo, ma è possibile anche una esecuzione totalmente transistorizzata.
Esaminiamo più dettagliatamente il funzionamento di tutto il complesso.
La tensione continua viene ottenuta tramite il raddrizzamento dell'alternata proveniente dal trasformatore T_2 mediante i diodi D_1 e D_2.
Mediante il potenziometro P_3 viene fissato il valore della tensione nominale di uscita e rimane determinata la tensione sul catodo del tubo $Rö_2$.
La tensione di uscita, presente sulla griglia del tubo $Rö_2$, tramite la resistenza R_4 agisce sulla sua tensione anodica, e tramite il tubo $Rö_1$ sulla corrente di collettore dei transistor T_3 e T_2 montati in cascata.
I valori ohmici del potenziometro P_2 e della resistenza R_3 sono scelti in modo che nel funzionamento a vuoto, la tensione di uscita, quando i transistor T_2 e T_3 risultano interdetti, risulti minore di quella nominale.
Durante un corto circuito accidentale, con forte transito di corrente attraverso la resistenza R_2, i transistor T_2 e T_3 vengono portati all'interdizione.
La tensione ai capi di R_2 sorpassa il valore stabilito mediante P_1, sale la tensione sulla resistenza R_1 e mediante il trigger di Schmitt $Rö_4$ e $Rö_5$ si ottiene un impulso negativo. Tale impulso tramite il condensatore C_2 ed il diodo D_4, giunge alla griglia del tubo $Rö_7$ e lo blocca.
La tensione anodica di tale tubo sale e tramite R_5 e D_3 sulla griglia del tubo $Rö_2$.
La tensione anodica di tale tubo diminuisce; ciò porta all'interdizione del tubo $Rö_1$ e dei transistor T_2 e T_3.
La tensione di uscita e quindi la tensione sulla griglia del tubo $Rö_7$, non dipende più dalla corrente di corto circuito, ma solamente dalla resistenza di corto circuito.
Tale tensione rimane durante il corto circuito sufficientemente piccola, mantenendo all'interdizione sia il tubo $Rö_7$ ed anche i transistori T_2 e T_3.
(Il testo segue a pag. 554)

dott. ing. Ferruccio Bebber

Sistema di accensione a transistori

Costruzione di un sistema di accensione semplice, per automobili con batteria a 12 V (terra negativa), capace di fornire scintille di tensione elevata anche alle velocità massime del motore. Altri vantaggi del sistema: durata più lunga delle punte di contatto e avviamento più facile del motore.

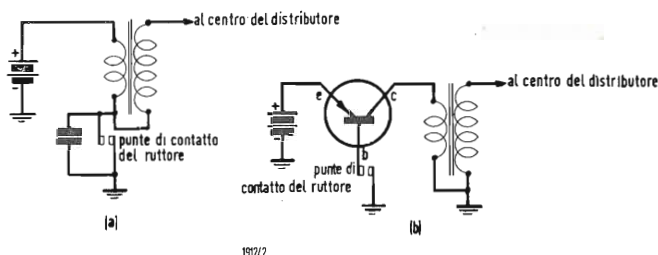



Fig. 1 - (*A*) Sistema di accensione classico e (*B*) sistema di accensione a transistori.

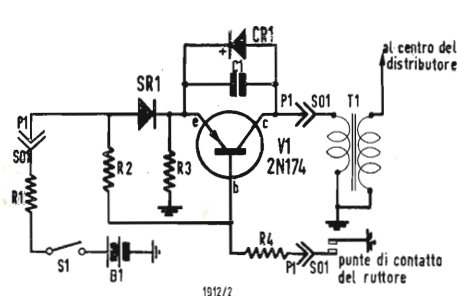



Fig. 2 - Schema completo del circuito elettronico R_1 = Tre resistenze autoregolatrici Delco D-1110 1957154 collegate in parallelo, oppure due resistenze di 1 Ω, 50 W; R_2 = Resistenza a filo di 25 Ω, 5 W (vedi testo); R_3 = Resistenza a filo di 500 Ω, 5 W; R_4 = Resistenza a filo di 5 Ω, 25 W; C_1 = condensatore non induttivo a mica di 100 μμF, 500 V; SR_1 = Raddrizzatore al silicio, 25 A, tensione inversa 150 V. (25HB15 o equivalente); CR_1 = Due diodi Zener da 30 V in serie, oppure uno da 60 V, 1 W (1Z-30T5 o equivalente); S_1 = Commutatore di accensione; B_1 = Batteria dell'automobile da 12 V; P_1 = Spina; SO_1 = Presa; T_1 = Bobina di accensione impregnata per sistemi transistorizzati, rapporto spire 1 : 250 (Mallory F-12T); 2 = Alette di raffreddamento; V_1 = Transistore di potenza (2N174 o equivalente).

L'IMPIEGO del transistore ha dato la possibilità di sostituire in molte applicazioni gli interruttori meccanici; nel seguito sarà descritto in particolare un circuito a transistori, che agisce da interruttore della corrente di accensione del motore.

1. - SISTEMA DI ACCENSIONE NORMALE.

Il sistema di accensione normale (vedi fig. 1*a*) è in uso, con piccole varianti, sin dal 1910. In sostanza si tratta di una spazzola distributrice, che si collega ai circuiti delle candele di accensione ruotando attorno a un punto permanentemente collegato alle punte di contatto del ruttore. Questo costituisce un commutatore elettrico sovraccarico, essendo percorso da una corrente di 5-8 A, che le punte di contatto devono aprire e chiudere migliaia di volte ad ogni chilometro.

La bobina di accensione impiegata nei sistemi normali richiede una elevata induttanza del primario. Ciò serve a generare una elevata tensione di autoinduzione che viene innalzata nel secondario da un rapporto spire favorevole, in modo da avere una tensione secondaria di 20÷25 kV, tale da far scoccare la scintilla tra le punte delle candele.

A causa della elevata induttanza primaria e del tempo esiguo di chiusura delle punte di contatto alle alte velocità, la corrente nel primario della bobina non può raggiungere in questo caso il valore massimo. Di conseguenza le punte delle candele non forniscono una scintilla per un tempo abbastanza lungo per l'accensione della carica nei cilindri.

I valori elevati della corrente e della tensione di autoinduzione del primario generano potenze così alte, che all'apertura del contatto si formano degli archi distruttivi tra le punte, per cui queste devono essere periodicamente sostituite. È da notare inoltre che sulle punte di contatto si forma un deposito di natura molto complessa, costituito essenzialmente da ossidi e da composti organici a basso potere di conduzione. Questo deposito parzialmente isolante aumenta via via col tempo, favorito anche dalla alta temperatura che si sviluppa tra le punte, particolarmente quando è necessario un periodo di avviamento del motore alla velocità minima. La potenza dissipata nello strato parzialmente isolante, che si forma sui contatti del ruttore, si traduce in definitiva in una diminuzione della tensione disponibile tra le punte delle candele, per cui l'avviamento diviene sempre più difficile.

2. - CIRCUITO A TRANSISTORI

Il transistore, essendo un commutatore elettrico senza parti in movimento e privo di contatti soggetti a vibrazioni e ad alterazioni, può rappresentare la soluzione ideale per i problemi di accensione.

Una piccola corrente di polarizzazione (vedi fig. 1*b*) nel circuito di base del transistore permette che attraverso la giunzione emettitore-collettore fluisca una corrente molto maggiore. Le punte

(*) Rielaborato da: SAATJIAN, B. N., Transistorized ignition system, *Electronics World*, agosto 1962, pag. 52.

del ruttore vengono disposte nel circuito di base, per innescare il transistore al momento opportuno; le funzioni del distributore rimangono invece inalterate. Le punte devono condurre ora solo la corrente di base di circa 350 mA; inoltre non sono più soggette alla tensione di autoinduzione del primario della bobina di accensione, che si trova nel circuito emettitore-collettore del transistore.

All'apertura del contatto le punte devono interrompere una corrente di 350 mA e la tensione, che si localizza su di esse, è solo quella della batteria di 12 V. Se si confronta questo carico con quello dei sistemi normali (5-8 A e 200 ÷ 300 V), si può ritenere che le punte dovrebbero durare la vita dell'automobile.

La bobina di accensione può essere ridimensionata, in modo da ottenere un tempo di salita della corrente più breve; l'avvolgimento primario deve avere un'induttanza minore. Poichè ciò si traduce in un minor numero di spire, per avere la tensione secondaria sufficiente il rapporto spire deve essere più alto. Il nuovo avvolgimento Mallory F-12T, per esempio, ha un'induttanza del primario di circa 1 mH e un rapporto spire di 1:250, in confronto a un'induttanza di 2,5-3 mH e un rapporto di 1:100 degli avvolgimenti normali. Il vantaggio di questo ridimensionamento delle bobine si manifesta in particolare alle alte velocità. Un amperometro in serie con il primario indica una corrente di circa 7 A a vuoto e di circa 6 A a 4500 giri al minuto; cioè da vuoto al regime massimo si ha una diminuzione di 1 A soltanto. Di conseguenza anche alle velocità più alte il sistema transistorizzato può dare la tensione sufficiente per la formazione della scintilla.

Per riassumere, il vantaggio essenziale del sistema di accensione a transistori è costituito dal fatto che le punte di contatto portano soltanto la corrente di eccitazione del transistore, cosicchè su di esse non si manifestano nè erosioni nè depositi. Ciò rende più facile l'avviamento anche nei periodi freddi, e più regolare l'accensione a tutte le velocità.

Il circuito che sarà descritto è stato progettato per una bobina di accensione, la F-12T, costruita specificatamente per l'impiego in sistemi di accensione a transistori.

I transistori presentano alcuni inconvenienti. Primo, quello dovuto alla temperatura; i transistori devono essere raffreddati durante il funzionamento altrimenti rischiano di condurre anche senza eccitazione della base. Secondo, essi vengono perforati quando ai capi della giunzione emettitore-collettore viene applicata una tensione superiore al valore massimo nominale, anche se soltanto per un periodo di frazioni di secondo.

3. - PARTICOLARI COSTRUTTIVI

Il primo problema, quello della temperatura elevata, è stato risolto montando il transistore e il circuito associato sotto il cruscotto, e portando i conduttori alla bobina di accensione e alle punte del ruttore attraverso un passaggio esistente nella parete divisoria.

Questa è la sistemazione più consigliabile; se ciò non è possibile, la migliore posizione è nello spazio tra il radiatore e la griglia frontale. Di solito in questa zona esiste spazio sufficiente per sistemarvi i componenti elettrici e le alette di raffreddamento. Le resistenze e il diodo Zener dovrebbero essere racchiusi in una piccola scatola di alluminio, invece che applicati semplicemente su una piastra come indicato nella fotografia. La sede di alloggiamento deve essere protetta il più possibile dagli spruzzi d'acqua, quantunque non vi sia molto pericolo essendo basse le tensioni in gioco. In ogni caso le alette di raffreddamento devono stare lontane dal motore vero e proprio e dalla tubazione di scarico.

Il secondo inconveniente dei transistori, quello della perforazione, è stato risolto nella maniera seguente. In fig. 2 si può notare un condensatore a mica di 100 pF e un diodo Zener da 60 V e 1 W, collegati ai capi della giunzione emettitore-collettore del transistore. Il condensatore dovrebbe essere di tipo non induttivo e va saldato proprio ai terminali del transistore, usando conduttori corti il più possibile. Il condensatore di mica attenua ogni cresta di tensione in alta frequenza, generata all'atto dell'interruzione di corrente nell'avvolgimento primario. Il diodo Zener limita la tensione ai capi del transistore a un massimo di 60 V. Poichè il transistore impiegato sopporta una tensione emettitore-collettore di 80 V, esiste un margine di sicurezza di 20 V.

Il diodo SR_1, che sopporta una tensione inversa di 150 V, ha due funzioni. Primo, esso protegge il transistore contro inversioni inavvertite della polarità della tensione di ingresso. Secondo, esso serve a creare una sicura tensione di interdizione in determinate condizioni di funzionamento del transistore. Tra il catodo del diodo e la terra è collegata una resistenza R_3 da 500 Ω e 5 W, che permette il flusso di una piccola corrente di circa 30 mA attraverso il diodo quando il transistore non conduce. Ciò provoca una caduta di tensione da 0,5 a 0,8 V attraverso SR_1, per cui l'anodo del diodo risulta positivo rispetto al catodo. Essendo quest'ultimo connesso all'emettitore e l'anodo connesso alla base del transistore attraverso una resistenza R_2 di 25 Ω, la base risulta positiva rispetto all'emettitore (da 0,5 a 0,8 V), quando le punte di contatto aprono. Questa azione del diodo garantisce l'interdizione del transistore anche alle temperature relativamente alte di funzionamento del transistore.

Entrambe le alette di raffreddamento, una per il diodo SR_1 e l'altra per il transistore, devono essere isolate tra di loro e dal telaio dell'automobile mediante adatti isolatori di sostegno; le alette non devono toccare in alcun modo la massa. Il transistore e il diodo potrebbero anche essere isolati dalle alette di raffreddamento, nel qual caso le alette possono essere fissate direttamente al telaio, ottenendo così una migliore dissipazione del calore.

La sistemazione dei vari componenti, ad eccezione del condensatore a mica, non è critica, però deve essere studiata caso per caso. Nel montaggio del transistore e del raddrizzatore sulle alette di raffreddamento, è da utilizzare grasso ai siliconi. Un sottile strato di questo, applicato alla superficie delle alette sotto i semiconduttori, assicura un miglior trasferimento del calore.

La bobina di accensione esistente deve essere tolta dal suo posto e sostituita con quella adatta al circuito transistorizzato, oppure si può montare la nuova bobina in un altro posto e lasciare la prima bobina come riserva per il caso di guasto del circuito a transistori. Il condensatore collegato tra le punte del ruttore non è più necessario.

I conduttori che partono dal cruscotto verso la bobina devono essere almeno da 0,14 per evitare in essi ogni caduta di tensione. Per maggiore comodità nel caso sia necessario rimuovere la piastra con i componenti, tra questa e la bobina è stata inserita una spina con la relativa presa.

La resistenza autoregolatrice adoperata nel sistema di accensione normale deve essere esclusa. Al suo posto viene impiegata una resistenza autoregolatrice di 0,5 Ω 100 W, in serie con il primario della bobina, in modo da limitare la corrente attorno a 7,5-8 A quando è inserita la chiave di avviamento a motore fermo. Non disponendo di una resistenza da 100 W, si può ripartire il carico su più resistenze in parallelo per un valore equivalente a 0,5 Ω.

Il valore della resistenza di polarizzazione della base (R_4) da 10 W deve essere determinato sperimentalmente per avere un perfetto avviamento del motore; il suo valore può variare da 3 a 10 Ω, in dipendenza dal transistore impiegato. È consigliabile l'utilizzazione di una resistenza variabile, da regolare al valore più opportuno per un immediato avviamento del motore.

La resistenza di polarizzazione della base si riscalda molto nel funzionamento e perciò deve essere tenuta il più possibile lontana dai diodi e dal transistore.

Il diodo di potenza SR_1 deve sopportare una tensione inversa di almeno

(il testo segue a pag. 554)

F. B.

Commutazione su linee coassiali mediante contatti a mercurio*

Di recente sono apparsi nuovi tipi di dispositivi di commutazione per linee coassiali, che usano contatti bagnati dal mercurio azionati magneticamente. Impiegabili in linee coassiali da 50 e 75 ohm, essi costituiscono mezzi di elevato grado di affidamento per la commutazione a distanza di circuiti in alta frequenza.

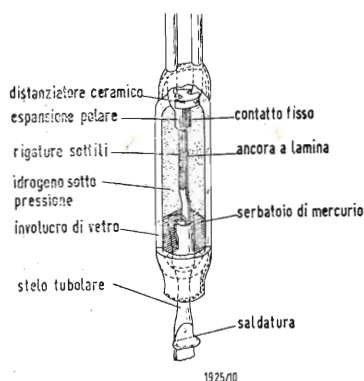



Fig. 1 - Vista, parzialmente in sezione, del commutatore a contatto di mercurio; la lamina mobile costituisce il contatto comune centrale.

I RELÈ a contatto di mercurio sono già stati ampiamente sviluppati per la commutazione telefonica; essi si prestano adeguatamente anche al genere di commutazione veloce necessario nelle linee di trasmissione coassiali. Il commutatore a mercurio impiegato nel dispositivo coassiale di questo articolo è derivato da quello noto di Brown e Pollard.

Il commutatore di figura 1 è azionato magneticamente e agisce da contatto unipolare a due vie. I contatti fissi sono formati da sferette di una lega di platino, applicate a espansioni polari di ferro-nichel incorporate nell'estremità superiore dell'involucro di vetro. Il contatto centrale comune è costituito da una lamina vincolata da un solo lato, anch'essa di una lega di ferro-nichel. La lamina è incisa di rigature sottili e la sua superficie viene preventivamente trattata in modo da essere subito bagnata in esercizio dal mercurio, fornito ai contatti fissi per azione capillare. La lamina mobile è saldata a uno stelo tubolare sigillato all'estremità inferiore dell'involucro di vetro. Dopo aver fatto il vuoto per riscaldamento, nell'involucro viene introdotto, attraverso lo stelo, idrogeno sotto forma gassosa a molte atmosfere e un serbatoio di mercurio; lo stelo viene poi saldato ermeticamente. Le superfici delle espansioni polari (ad eccezione dei contatti in lega di platino) sono ossidate per evitare che il mercurio le bagni. Un distanziatore ceramico impedisce al mercurio di raccogliersi tra le espansioni polari. Questi commutatori sono dotati di proprietà eccellenti, quali lunga vita, alta velocità, estrema sensibilità e resistenza di contatto bassa e uniforme. Le proprietà *rf* del commutatore a contatto di mercurio sono state inizialmente studiate usando il commutatore come conduttore centrale in un dispositivo coassiale da 50 Ω a tre terminali. In generale, questa struttura ha dimostrato caratteristiche ragionevoli riguardo all'impedenza e alla perdita per inserzione fino a circa 1000 MHz; l'isolamento di diafonia era però basso. La curva caratteristica della diafonia in funzione della frequenza era molto simile alla curva di risposta di un semplice filtro RC passa alto; essa presentava una pendenza di 6 dB/ottava al di sotto della frequenza critica (circa 6800 MHz) con una chiusura di 50 Ω sul terminale di uscita non collegato.

1. - RELÈ COASSIALE CON UN DOPPIO SCAMBIO

Per ottenere in un relè coassiale un isolamento di diafonia adeguato (> 40 dB) la frequenza critica deve essere circa

(*) FALKENBACH, G. J., KODA, A. J., Coaxial switching with mercury contacts, *Electronic Industries* ottobre 1962, pag. 106.

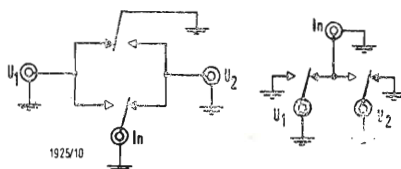



Fig. 2 - Rappresentazione schematica dei due contatti di scambio di un relè coassiale; mentre un contatto collega alla linea una uscita, l'altro collega a terra la restante uscita.

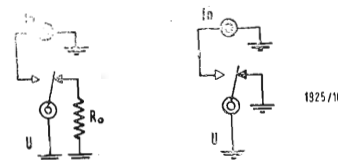



Fig. 4 - Due tipi di relè a semplice scambio: (*a*) chiuso sulla linea, (*b*) chiuso in cortocircuito.

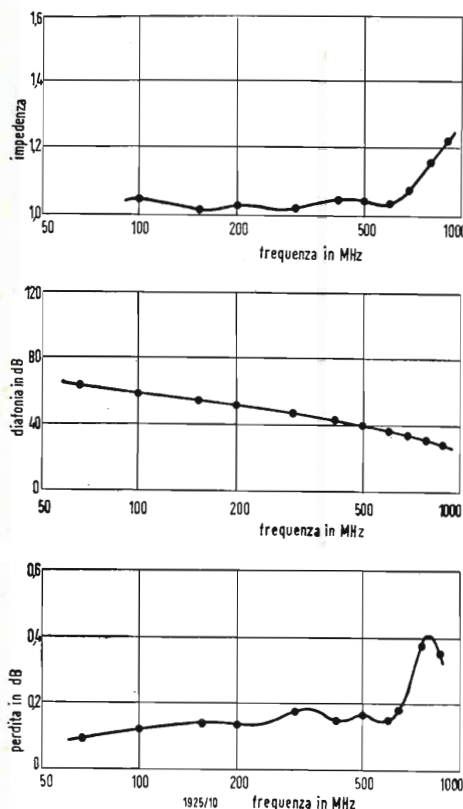



Fig. 3 - Caratteristiche del relè coassiale da 50 Ω con doppio contatto di scambio. Il disadattamento dovuto ai connettori è risultato trascurabile al disotto di 1000 MHz.

100 volte la massima frequenza operativa. L'accoppiamento di diafonia si produce principalmente attraverso la capacità interna del commutatore. Per elevare la frequenza critica, è necessario perciò diminuire l'impedenza di chiusura sul terminale di uscita non connesso; questo terminale è di solito messo a terra.

Per collegare contemporaneamente uno dei terminali di uscita alla linea e l'altro terminale a terra, è necessario un relè con due contatti di scambio (figura 2). Nelle figure 2*a* e 2*b* sono indicati i due possibili circuiti di connessione dei contatti. Nella disposizione di figura 2*b* il tratto di circuito, che collega a terra una linea attraverso il contatto, risulta più breve rispetto a quello della disposizione di figura 2*a*; inoltre si ha un migliore isolamento tra i terminali di uscita.

Il relè impiegato presentava un isolamento di diafonia di 61 dB a 70 MHz e di 40 dB a 500 MHz; l'impedenza di ingresso alle altissime frequenze in una linea di 50 Ω era inferiore a 1,1 al di sotto di 400 MHz e aumentava gradualmente fino a raggiungere un valore di 1,35 a 1000 MHz. L'esame della variazione dell'impedenza di ingresso in funzione della frequenza ha dimostrato che la maggior parte del disadattamento era dovuta allo stelo del commutatore. Per correggere questo difetto è stata ridotta l'impedenza di linea nella zona dello stelo, sperimentando due soluzioni diverse. In un caso lo stelo del commutatore è stato avvolto con un filo di rame per aumentarne il diametro; nell'altro caso si è infilato sullo stelo un anello di rame spaccato. Con questi accorgimenti l'impedenza non oltrepassava il valore di 1,05 al disotto di 500 MHz. La perdita di inserzione era inferiore a 0,2 dB (inclusa la perdita per riflessione) fino a 700 MHz. In figura 3 sono indicate le diverse caratteristiche in funzione della frequenza, da 50 fino a 1000 MHz.

L'avvolgimento del relè era costituito da 8160 spire di filo laccato N° 36 A.W.G., disposte su una bobina lunga 1 ¼″ e di dimensioni esterne 1 ½″ per 2″. All'avvolgimento erano associati due magneti di polarizzazione, uno per ogni commutatore. I magneti erano disposti nel corpo del relè strettamente vicini alle estremità delle espansioni polari di ciascun commutatore.

Con una tensione di 48 volt la commutazione del relè avviene in 2 msec; in queste condizioni la potenza di commutazione è di 1,4 watt e il tempo di rilascio di 1 msec.

2. - RELÉ COASSIALE A SEMPLICE SCAMBIO

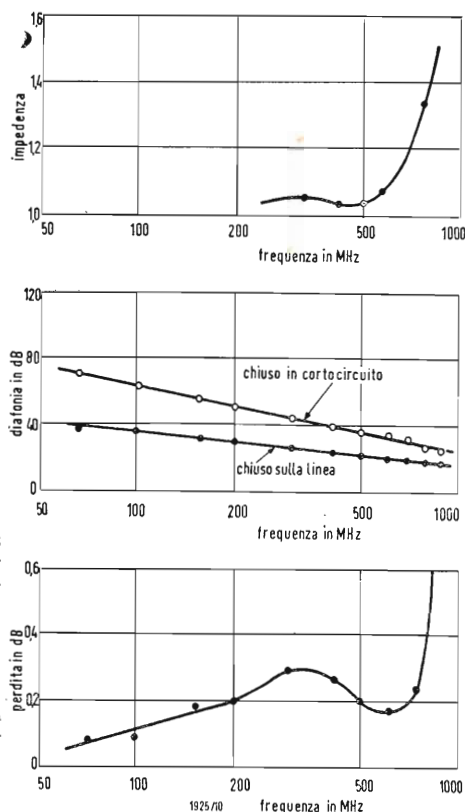
Quando si impiega un relè a mercurio con un semplice contatto di scambio il terminale di uscita può essere: chiuso

a sinistra

Fig. 5 - Caratteristiche del relè coassiale da 50 Ω a semplice contatto di scambio, dopo l'adattamento. L'impedenza di ingresso è inferiore a 1,1 al disotto di 500 MHz.

a destra

Fig. 6 - Caratteristiche di un relè da 50 Ω a doppio scambio in associazione con un relè a semplice scambio chiuso sulla linea.

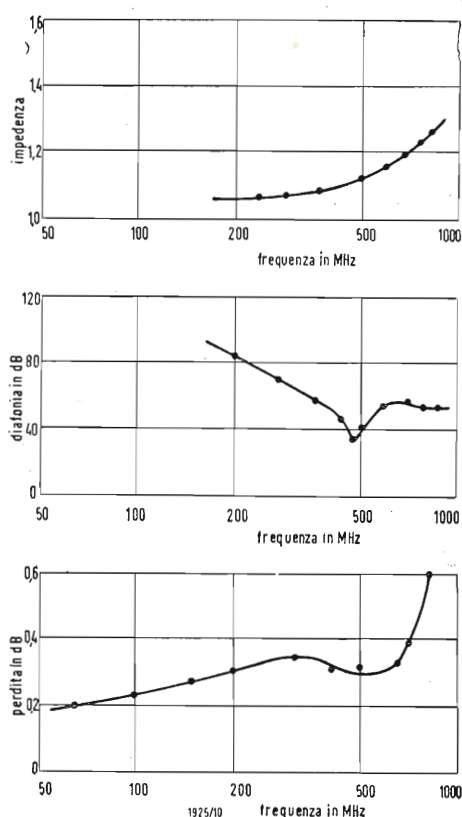
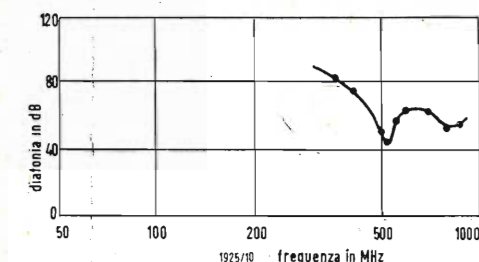



Fig. 7 - Isolamento di diafonia del relè da 50 Ω a doppio scambio assieme con il relè a semplice scambio chiuso in cortocircuito.

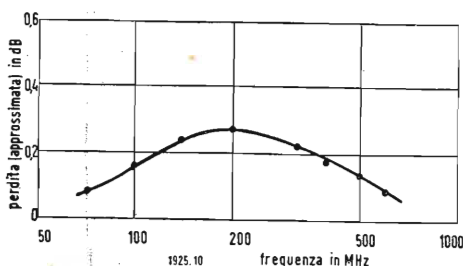
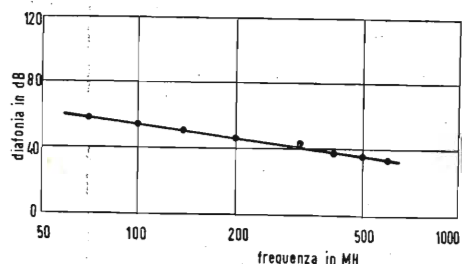
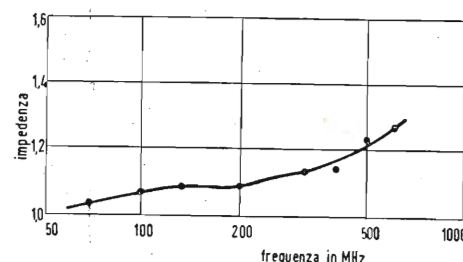



Fig. 8 - Caratteristiche del relè da 75 Ω a doppio scambio

in cortocircuito, sulla impedenza caratteristica di linea oppure aperto. La chiusura in cortocircuito offre il massimo isolamento di diafonia, mentre gli altri due tipi di terminazione danno un isolamento inferiore e circa uguale per entrambi. In figura 4 sono indicati i circuiti di connessione di un relè chiuso sulla linea o in corto circuito.

La impedenza di ingresso alle altissime frequenze, la diafonia e la perdita per inserzione, dopo l'adattamento del relè chiuso su una linea di 50 Ω, sono indicati in figura 5. L'impedenza di ingresso è inferiore a 1,1 al disotto di 500 MHz. L'isolamento di diafonia è 37 dB a 70 MHz e di 20 dB a 600 MHz. Nel relè da 50 Ω chiuso sulla linea viene impiegata una resistenza chimica. L'impedenza alle altissime frequenze in corrispondenza al connettore di uscita è stata misurata con resistenze diverse. Il migliore adattamento totale per una linea di 50 Ω è fornito in generale da una resistenza di 1 watt e di 55 Ω. Resistenze di valore inferiore danno un migliore adattamento a 100 MHz, mentre oltre 500 MHz sarebbero più adatte resistenze di valore più alto. Non fu difficile ottenere un massimo di impedenza, al connettore di uscita, inferiore a 1,3 al disotto di 500 MHz.

Nel relè da 50 Ω chiuso in corto circuito la resistenza è sostituita da un filo che mette a terra una delle espansioni polari. Di questo relè è stato determinato in particolare solo l'isolamento di diafonia, perchè l'impedenza di ingresso alle altissime frequenze e la perdita per inserzione erano simili a quelle del relè chiuso sulla linea. A 70 MHz l'isolamento di diafonia era maggiore di 30 dB rispetto a quello del relè chiuso sulla linea.

3. - DISPOSITIVI COMBINATI

Il relè a un solo scambio in associazione con il relè a doppio scambio può costituire un complesso con caratteristiche eccellenti di funzionamento al disotto di 400 MHz; la diafonia è di circa 100 dB a 70 MHz e di 60 dB a 400 MHz. Le curve caratteristiche di questo complesso sono indicate in figura 6. Il punto singolare di minimo dell'isolamento di diafonia (35 dB immediatamente al disotto di 500 MHz) è da attribuire a una risonanza, prodotta dalla distanza elettrica tra i commutatori dei due diversi relè. Effettivamente la distanza esalta l'accoppiamento dell'energia che si presenta sul lato a terra del relè a doppio scambio. Un modo per ridurre l'effetto di questa risonanza e per elevare la frequenza limite superiore, è di riunire le caratteristiche di entrambi i relè in un dispositivo singolo combinato con una minima distanza tra i commutatori. In questo modo si diminuisce però la versatilità dei dispositivi separati.

Un maggiore isolamento di diafonia fu ottenuto impiegando un relè a semplice scambio chiuso in un corto circuito invece di quello chiuso sulla linea. In questo complesso di 50 Ω l'isolamento di diafonia superava 80 dB al disotto di 400 MHz (figura 7). Non vennero eseguite misure dell'impedenza di ingresso e della perdita per inserzione, che si possono presumere quasi uguali a quelle di figura 6.

Nel progetto dei dispositivi adatti a una linea coassiale da 75 Ω si è utilizzata la stessa struttura basilare di quelli per 50 Ω, però oltre alla modifica del connettore sono stati necessari particolari accorgimenti per ottenere soddisfacenti caratteristiche dell'impedenza di ingresso.

I dati del relè a doppio scambio adattato su 75 Ω e del relè a semplice scambio chiuso sulla linea sono indicati rispettivamente nelle figure 8 e 9; la combinazione dei due relè dà luogo alle curve di figura 10. In generale le caratteristiche hanno un andamento simile a quelle dei dispositivi per 50 Ω; la resistenza di ingresso alle altissime frequenze è un po' più elevata mentre l'isolamento di diafonia è inferiore di pochi decibel nei dispositivi da 75 Ω.

4. - METODI DI MISURA

Le caratteristiche sono state ricavate impiegando, per tutti i dispositivi, sempre un equipaggio di misura da 50 Ω. La misura dell'impedenza dei dispositivi da 75 Ω veniva riportata al

Perdita di attenuazione misurata nel ferronichel e nel rame e permeabilità del ferronichel

Frequenza MHz	Attenuazione nel Fe-Ni dB/in.	Attenuazione nel Cu dB/in.	Permeabilità effettiva nel Fe-Ni([a])
100	0,10	—([b])	3700
200	0,11	—([b])	2100
400	0,06	—([b])	300
700	0,05	0,006	110
1000	0,10	0,008	60

a) assumendo 48×10^{-6} come costante di resistività
b) impossibile determinare la misura con precisione a causa delle perdite al connettore

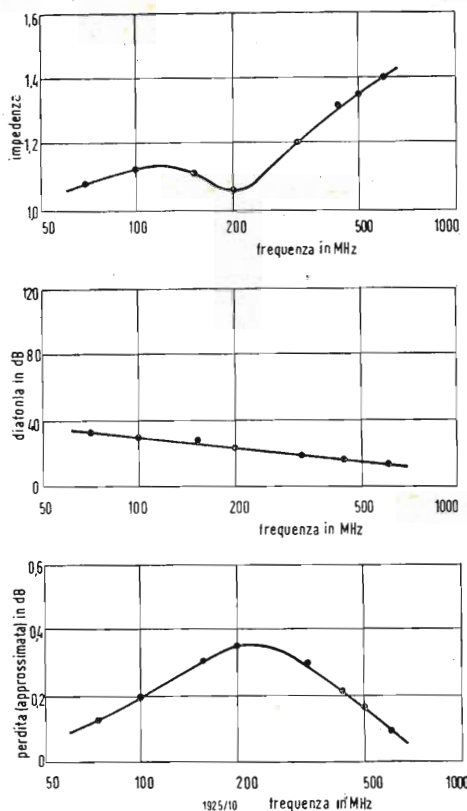



Fig. 9 - Caratteristiche del relè da 75 Ω a semplice scambio chiuso sulla linea.

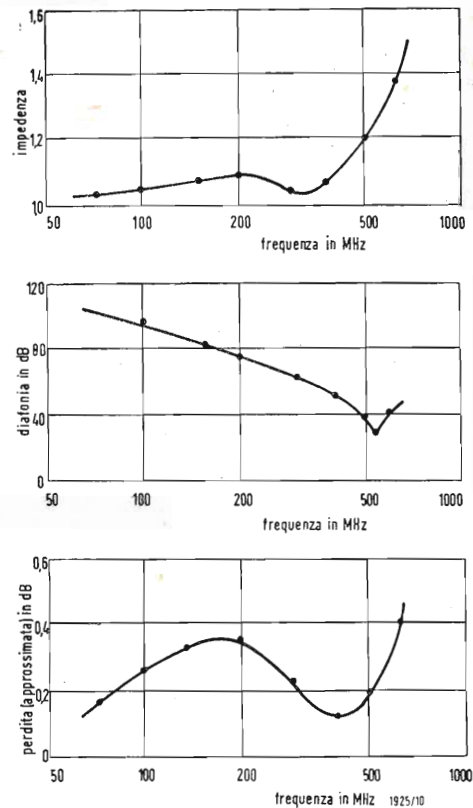



Fig. 10 - Caratteristiche del relè da 75 Ω a doppio scambio in associazione con il relè a semplice scambio chiuso sulla linea.

valore di normalizzazione per 75 Ω con i metodi grafici e analitici comunemente noti. Per la maggior parte dei rilievi è servita la carta di Hudson però è stata utilizzata anche la carta di Smith. Per coprire l'intera gamma di frequenze furono necessarie due linee coassiali fessurate. Le misure alle frequenze più basse furono fatte su una linea di precisione riempita di dielettrico, utilizzata fino al valore minimo di 50 MHz.

Particolare cura richiesero le misure della perdita per inserzione del dispositivo, la quale per definizione è il rapporto tra la potenza fornita da un generatore a un carico in assenza del dispositivo rispetto alla potenza fornita con il dispositivo inserito. La perdita per inserzione include così le perdite di riflessione e di dissipazione. Quest'ultima è talvolta chiamata attenuazione di inserzione, per distinguerla dalla perdita per inserzione vera e propria.

La perdita per inserzione venne misurata con due metodi differenti. Quando essa era maggiore di 0,2 dB, veniva misurata direttamente con un rivelatore quadratico (bolometro) e un amplificatore calibrato (indicatore di onde stazionarie). Quando la perdita era inferiore a 0,2 dB, essa veniva determinata indirettamente misurando il rapporto di riflessione della potenza con una chiusura in cortocircuito. La perdita per inserzione dei dispositivi da 75 Ω è pertanto approssimata, perchè include il contributo alla perdita per riflessione dovuto alla variazione di impedenza da 75 a 50 Ω. La diafonia venne misurata con il metodo di sostituzione *rf*.

Nel determinare, con l'equipaggio da 50 Ω, le caratteristiche di diafonia dei dispositivi da 75 Ω, non fu necessaria alcuna speciale precauzione, perchè la diafonia superava 10 dB. In pratica, a causa della variazione di impedenza da 75 a 50 Ω risultano errori inferiori a 0,5 dB, che sono trascurabili quando l'isolamento di diafonia è elevato.

5. - CONCLUSIONI

I relè per linee coassiali da 50 e da 75 Ω qui descritti costituiscono mezzi di elevato grado di affidamento per la commutazione lontana di circuiti in alta frequenza. Il nucleo essenziale di questi dispositivi, il commutatore con contatti bagnati a mercurio, presenta caratteristiche eccezionali: lunga durata, alta velocità, eccellente sensibilità, mancanza di vibrazioni e di usura.

Il relè coassiale a doppio scambio può essere impiegato solo per applicazioni

al disotto di 500 MHz, dove è richiesto un isolamento minimo di diafonia di 40 dB. La impedenza di ingresso alle altissime frequenze non supera 1,05 e la perdita di inserzione è inferiore a 0,2 dB in una linea da 50 Ω.

Per migliorare l'isolamento di diafonia alle frequenze inferiori a 500 MHz, si può usare un relè a semplice scambio in associazione con il relè a doppio scambio.

Con l'aggiunta di un relè a semplice scambio chiuso su una linea o in cortocircuito, a 100 MHz sono possibili isolamenti di diafonia rispettivamente di circa 100 dB o di 120 dB. L'impiego combinato dei due relè presenta lo svantaggio di diminuire la frequenza limite superiore; questo effetto può essere ridotto con un dispositivo unificato avente le caratteristiche di entrambi.

6. - BIBLIOGRAFIA

1. Brown J. T. L. and Pollard C. E. « Mercury Contact Relays », *Elect. Engng.*, vol. 66, pp. 1106-1109; Nov., 1947.

2. Brown J. T. L. and Pollard e. E., Brown J. T. L. and Pollard C. E., « Balanced Polar Mercury Contact Relay », *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 32, pp. 1393-1411; Nov., 1953.

3. Slonczewski, T., « Precise Measurement of Repeater Transmission », *Elect. Engng.*, vol. 73, pp. 346-348; April., 1954.

4. Questo commutatore speciale è fabbricato da C. P. Clare & C. su licenza della Western Electric Co.

5. Una costruzione simile ma indipendente è stata descritta di recente da D. Leed e O. Kummer, « A loss and Phase Set For Measuring Transistor Parameters and Two-Port Networks Between 5 and 250 Mc. ». *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 40, pp. 841-884; May, 1961, Fig. 6 on p. 860 shows the BTL design.

6. Hudson A.C. « A Logarithmic Transmission Line » *IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-7, pp. 277-281; April., 1959.

7. Smith P. H., « An Improved Transmission Line Calculator », *Electronics*, vol. 17, pp. 130-133, 318, 325; Jan., 1944.

8. Ginzton E. L., *Microwave Measurements*, McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, New York, p. 462; 1957.

9. Montgomery C. G., *Technique of Microwave Measurements*, McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, N. Y., pp. 816-821; 1947.

A

Un sistema di telecomando elettronico simultaneo

(segue da pag. 547)

150 V. Se si dispone di due unità con corrente nominale inferiore a 12 A,

Venendo a cessare il corto circuito, la tensione di uscita si rialza, il multivibratore monostabile $Rö_6$ e $Rö_7$ ritorna nella sua posizione stabile in un millisecondo e tutto il sistema torna a funzionare normalmente.

Il tempo necessario per interdire i transistor e di circa 200 μS, sufficientemente breve per proteggere i transistor da sovraccarichi. La costante di tempo della induttanza L di 1 mH (fig. 5) è dello stesso ordine di grandezza.

6. - REALIZZAZIONI PRATICHE

Il sistema di telecomando descritto, è realizzato in diversi modelli di treni di marca Märklin.

Il sistema Märklin è stato scelto per assoluta inambiguità della posizione della polarità sui binari, prevedendo il sistema una rotaia centrale.

Questo non si ha necessariamente per i modelli di altre marche. Con opportune modifiche però specialmente nel relais di commutazione di marcia, il sistema di telecomando descritto è applicabile a tutti i modelli ferroviari. *A*

Sistema di accensione a transistori

(segue da pag. 549)

esse potrebbero essere usate in parallelo e montate sui due lati opposti della stessa aletta di raffreddamento. Si possono usare anche due raddrizzatori collegati in serie, aventi un basso valore nominale di tensione inversa, però con un valore appropriato della corrente nominale. Al posto di un singolo diodo Zener di 60 V possono essere impiegati due diodi di 30 V, 1 W, collegati in serie.

4. - RISULTATI

Le prestazioni del circuito descritto si sono dimostrate eccellenti in qualsiasi stagione, con qualunque tempo e qualunque temperatura. La corrente delle punte è di 300 mA a vuoto e sale a 650 mA per una velocità di circa 100 km/h. La corrente nell'avvolgimento primario è di 7,5 A a vuoto e cade a 6,6 A a circa 100 km/h; ciò significa che il sistema di accensione transistorizzato fornisce alle candele una tensione elevata praticamente costante, con una piccola caduta soltanto ad alta velocità. Il consumo di carburante è diminuito e l'avviamento del motore è risultato più facile in qualsiasi condizione.

Prima di mettere in funzione il circuito, è consigliabile sostituire le punte di contatto del ruttore. L'apertura e la pressione di contatto delle punte devono essere regolate nel modo prescritto per il circuito di accensione normale. Così anche le candele e la relativa apertura di contatto fra le punte possono essere del tipo normale prescritto. *A*

segnalazioni brevetti

PROCEDIMENTO PER LA FABBRICAZIONE DI SCHERMI LUMINESCENTI E RELATIVO PRODOTTO.
(Priorità: Stati Uniti d'America, domanda di brevetto n. 724181 del 26 marzo 1958). (General Electric Company) (94-IQ-2118)

GRUPPO AD ALTA FREQUENZA SINTONIZZABILE CAPACITIVAMENTE.
(Priorità: Rep. Fed. di Germania, domande di brevetto n. 14928 del 12 aprile 1958 e n. 15024 del 2 maggio 1958) N. S. F. Nurnberger Schraubenfabrik und Elektrowerk G. m. b. H.) (94-IQ-3618)

PERFEZIONAMENTI NEI PROCEDIMENTI DI REGISTRAZIONE DI SEGNALI AD ALTA FREQUENZA, IN PARTICOLARE SEGNALI DI TELEVISIONE.
(Priorità; Paesi Bassi, domanda di brevetto n. 226361 del 28 marzo 1958). (N.V. Philips Ghoeilampenfabrieken). (94-IQ-5818)

PROCEDIMENTO E DISPOSITIVO PER LA REGISTRAZIONE SU NASTRO DI SEGNALI AD ALTA FREQUENZA, PARTICOLARMENTE PER TELEVISIONE.
(Priorità: Paesi Bassi, domanda di brevetto n. 226772 del 12 aprile 1958). (N. V. Philips Ghoeilampenfabrieken). (94-IQ-9118)

PERFEZIONAMENTI NEI DISPOSITIVI PER REGISTRARE E/O RIPRODURRE SEGNALI AD ALTA FREQUENZA, IN PARTICOLARE SEGNALI DI TELEVISIONE.
(Priorità: Paesi Bassi, domanda di brevetto n. 226773 del 12 aprile 1958). (N. V. Philips Ghoeilampenfabrieken). (94-IQ-9218)

DISPOSITIVO PER AZIONARE A VOLONTÀ, INDIPENDENTEMENTE, IL CINESCOPIO DALL'INDICATORE DI SINTONIA E VICERVERSA.
(Siemens Soc. p. Az.) (94-IQ-9818)

IMPIANTO DI RAPPRESENTAZIONE VISIVA DEL TIPO AD IMMAGAZZINAMENTO PARTICOLARMENTE PER L'IMPIEGO IN TELEVISIONE.
(Priorità: Stati Uniti d'America, domanda di brevetto n. 727916 dell'11 aprile 1958). (Westinghouse Electric Corporation). (64-IQ-9418)

RADIO RICEVITORE PER NAVIGAZIONE
(Priorità: Stati Uniti d'America, domanda di brevetto n. 726463 del 3 aprile 1958). (International Standard Electric Corporation) (94-IQ-2918)

PERFEZIONAMENTI RELATIVI AI SISTEMI CONTRO LA FORMAZIONE DI GHIACCIO, SPECIALMENTE PER STRUTTURE PROTETTIVE A FORMA DI GUSCIO, USATE PER CONTENERE IMPIANTI ELETTRICI DI RADAR.
(Priorità: Gran Bretagna, domanda di brevetto n. 9199 del 21 marzo 1958). (Marston Excelsior Ltd) (94-IQ-8618)

MACCHINA ARMATRICE PERFEZIONATA PER CAVI ELETTRICI.
(Forges et Ateliers de Constructions Electriques de Jeumont) (23-IM-7021)

PERFEZIONAMENTI NEI DISPOSITIVI PER IL FISSAGGIO DI ISOLATORI ELETTRICI SUI LORO PERNI.
(Electricity Trust of South Australia) (23-IM-3821)

DISPOSITIVO PER IL CONVOGLIAMENTO E LO SCARICO DI ENERGIA ELETTRICA O MEZZI FLUIDI O GASSOSI PER APPARECCHI DI IMPIEGO MOBILI A MEZZO DI CAVI, TUBI FLESSIBILI E SIMILI GUIDATI DA CATENE.
(Kabelschlepp G.M.B.H.) (24-IM-2021)

CIRCUITO COMPRENDENTE ELEMENTI DI IMMAGAZZINAMENTO ELETTRICO.
(N.V. Philips Gloeilampenfabricken). (24-IM-7321)

GIUNTO FLESSIBILE PER CAVI ELETTRICI IN OLIO FLUIDO E PROCEDIMENTO PER LA SUA FORMAZIONE
(Pirelli S.p.A.) (24-IM-5421)

ARMATURA PER CAVI ELETTRICI SOTTOMARINI COSTITUITA DA FILI METALLICI RIVESTITI CON MATERIALE PLASTICO.
(La stessa). (24-IM-3621)

METODO DI SEZIONAMENTO ELETTRICO DELLA GUAINA DI CAVI ELETTRICI MEDIANTE L'IMPIEGO DI RESINE SINTETICHE TERMOINDURENTI COME MATERIALE ISOLANTE
(La stessa) (24-IM-2621)

SUPPORTO IN MATERIALE TERMOELETTRICO DI FORMA PARTICOLARE ATTO AD ACCOGLIERE IN APPOSITA SEDE CIRCOLARE UN RESISTORE TOROIDALE E NEL SETTORE CENTRALE DELLO STESSO GLI ELEMENTI METALLICI FISSI E ROTANTI DELLA PARTE ELETTRICA.
(Ciceri Luigi). (24-IM-4921)

RESISTENZA A FUSIBILE
(International Resistence Co.). (24-IM-4821)

RESISTENZE TRIMMER O REGOLABILI.
(Preh Elektrofeinmechanische Werke Jakob preh Nachf) (24-IM-0421)

PIATTAFORMA MAGNETICA PERMANENTE
(Hagou Metaalwarenfabrieken N.V.) (24 IM 3321)

LAMELLA PER CONDENSATORI IDEATA IN MANIERA DA POTER ESSERE FISSATA IN LOCO ATTRAVERSO LA CURVA IN TUBO DEL CONDENSATORE
(Calligaris Livio) (24-IM-7921)

CONDENSATORE IMPIEGANTE UN ELETTRODO METALLICO FORMATORE DI PELLICOLA
(Western Electric Co. Incorp.) (24-IM-8221)

RELÉ ELETTROMANGETICO CON CONTATTI IN TUBO DI PROTEZIONE CIRCONDATI DA UNA BOBINA DI ECCITAZIONE COMUNE.
(Siemens und Halscke Aktieng) (24-IM-5121)

LAMPADA DI SCARICA IN VAPORI METALLICI A BASSA PRESSIONE AVENTE UN TUBO DI SCARICA AD ARCO RACCHIUSO ENTRO UN CONTENITORE ESTERNO EVACUATO CHIUSO A TENUTA ISOLANTE TERMICO E PERMEABILE ALLA LUCE.
(A.E.I. Lamp and Lighting Co. Ltd.) (25-IM-5221)

SISTEMA DI INNESCO PER LAMPADE FLUORESCENTI A SCHERMATURA METALLICA CAPACITATIVA INDIPENDENTE DALLA LAMPADA
(Caronti Laura) (25-IM-8021)

TUBO LUMINESCENTE PERFEZIONATO IN PARTICOLARE TUBO STABILIZZATORE DI TENSIONE.
(N.V. Philips Gleilampenfabrieken) (25-IM-4921)

PERFEZIONAMENTI ALLE LAMPADINE AL NEON DI PICCOLE DIMENSIONI ALLO SCOPO DI AUMENTARNE LA LUMINOSITÀ.
(Roulet Aliette in Gallone) (25-IM-2321)

DISPOSITIVO D'ACCENSIONE DEI TUBI A SCARICA ELETTRICA.
(Soc. An De Bobinage pour l'industrie et la Radio) (25 IM 4121)

PROCESSO E DISPOSITIVO PER PRATICARE FENDITURE PARTICOLARMENTE PER I TUBI DI MATERIA PLASTICA DELLE BATTERIE DI ACCUMULATORI.
(Co. Gen. D'Electricite) (25-IM-1221)

PERFEZIONAMENTO AI DISPOSITIVI DI EMISSIONE A MODULAZIONE PER DEVIAZIONE DI FREQUENZA.
(Soc.Alsacienne de Constructions Mecaniques) (28-IM-4021)

PERFEZIONAMENTI DELLE DISPOSIZIONI CIRCUITALI DI CORREZIONE REGOLABILI PER IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI.
(Co. Industrielle des Telephons) (28-IM-1821)

PERFEZIONAMENTI ALLE ANTENNE DIRETTIVE A FASCIO ORIENTABILE.
(Co. Gen. de Telegraphie Sans Fil.) (28-IM-6221)

ANTENNA ATTA A RICEVERE TRAMISSIONI AD ALTA FREQUENZA SU DUE BANDE DI ONDA COMPRENDENTE DUE ELEMENTI EGUALI DI RICEZIONE.
(Day Alfred Eric e Goodman George Crighton) (28-IM-6621)

COMMUTATORE A PULSANTI PER APPARECCHI RADIO E TELEVISIVI E PROCEDIMENTO PER LA SUA FABBRICAZIONE.
(Chiapponi Giuseppe) (28-IM-9321)

PERFEZIONAMENTO NEI METODI E NEI DISPOSITIVI PER LA CONVERSIONE A FORMA SINCRONA DI INFORMAZIONI CODIFICATE AD IMPULSI ASINCRONI.
(Collins Radio Co.) (28-IM-0521)

PERFEZIONAMENTI NEI O RELATIVI AI RIPETITORI TELEGRAFICI O RIGENERAZIONE.
(N. V. Phillips Gloeilampenfabrieken) (28-IM-6721)

PERFEZIONAMENTI NEI O RELATIVI AI REGISTRI MAGNETICI MULTIPLI A SPOSTAMENTO.
(La stessa) (28-IM-6821)

DISPOSITIVO PER ILLUMINARE IL QUADRANTE DEL DISCO COMBINATORE DELL'APPARECCHIO TELEFONICO E MEZZI DI COMANDO.
(Centranigo Giovanni) (28-IM-4221)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER UN CAMPO DI ACCOPPIAMENTO AD UTILIZZAZIONE MULTIPLA, AD ESEMPIO PER UN SELETTORE A COORDINATE, IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI, SPECIALMENTE IN IMPIANTI TELEFONICI.
(Siemens & Halske Aktieng.) (28-IM-7221)

RETE ADATTATRICE DI IMPEDENZE.
(Western Electric co. Incor.) (29-IM-9921)

PROCEDIMENTO DI TELEVISIONE A COLORI.
(Co. Française de Television) (29-IM-2221)

CIRCUITO DI CONTROLLO AUTOMATICO DEL GUADAGNO NEI TELEVISORI.
(Electric & Musical Ind. Ltd.) (29-IM-7121)

PERFEZIONAMENTO NEI DISPOSITIVI ELETTRONICI PER GENERARE SEGNALI DI AZIONE VISIVI
(Kaiser Ind. Corp.) (29-IM-1321)

TESTINA TRASDUTTRICE ELETTROMAGNETICA PER REGISTRARE O RIPRODURRE SEGNALI ELETTRICI REGISTRATI MAGNETICAMENTE.
(Minnesota Mining and Manufacturing Co.) (29-IM-1921)

PERFEZIONAMENTI IN RICEVITORI PER TELEVISIONE A COLORI.
(Murphy Radio Ltd.) (29-IM-3221)

INTERRUTTORE AUSILIARIO PER TELEVISORE CON POSSIBILITÀ DI PROLUNGAMENTO.
(Scafidi Ignazio) (29-IM-9621)

SISTEMA DI APPLICAZIONE DELL'INDICATORE OTTICO DI SINTONIA SUI RICEVITORI PER TELEVISIONE
(Vega Radio Televisione S.A.S. di Brion e C. E. Pajetta Leone) (29-IM-1521)

SISTEMA DI TRASMISSIONE DI DATI.
(Avel Corporation Geneva) (29-IM-8321)

APPARECCHIATURA TELEMETRICA A RADARFARO.
(La stessa). (29-IM-3721)

CHI DESIDERA COPIA DEI SUCCITATI BREVETTI, PUO' RIVOLGERSI all'*Ufficio Tecnico Internazionale Brevetti* Ing. A. RACHELI e C.
Viale S. Michele del Carso, 4 - Milano (Italia)
Tel. 468914 - 486450

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Condor

P8 - P8L - P83 - P831 - P832

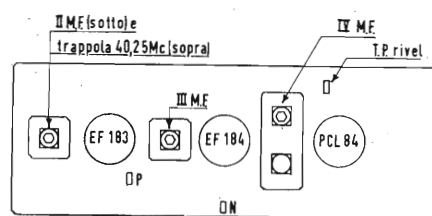



Fig. 1

1. - GENERALITÀ

I televisori Condor delle serie TV P8, P8L, P83, P831, P832 sono costruiti dalla ditta Gallo S.p.A. di Milano ed il relativo schema elettrico è riportato, come al solito, nella rubrica *Archivio Schemi* in calce al presente fascicolo. L'alimentazione è prevista per reti a 220 V. L'assorbimento è dell'ordine dei 170 W. Antenna a 300 Ω.

2. - VALVOLE

Gruppo VHF: V_1 = PC97; V_2 = PCF-86; *Gruppo UHF*: V_3 = PC88; PC86; *Circuito Stampato* 4017: V_5 = EF183; V_6 = EF184; V_7 = PCL84; *Circuito stampato* 4011: V_8 = EF184; V_9 = = PCL82; *Circuito stampato* 4015: V_{10} = PCL85; *Circuito stampato* 4016: V_{11} = PCF80; V_{12} = EAA91; V_{13} = = ECC81; V_{14} = PL500; V_{15} = DY87; V_{16} = PY88; V_{17} = 19BEP4, AW47-91 (19"); 23BCP4, AW59-91 (23").

3. - CIRCUITI STAMPATI

4017 = circuito stampato media frequenza video; 4011 = circuito stampato suono; 4015 = circuito stampato sezione verticale; 4016 = circuito stampato sezione orizzontale. 2664 = scatola relè programma suono, comprendente i transistori 2-OC76 (2-2G271).

4. - MODIFICHE ALLO SCHEMA

1) Matricola dal n° 129441 al n. 129923: sostituita la valvola PY88, V_{16}, con la valvola PY81. Sostituita la resistenza R_{599} da 470.000 Ω con altra da 300.000 Ω. Sostituito il BY100 con OY241. Aggiunta la resistenza R_{598}. Eliminata la R_{716} (da 68 Ω in serie con la resistenza R_{717}).

2) Matricola dal n° 129924 al n° 130160: Sostituita la valvola PY88 con la valvola PY81 (V_{16}). Sostituita la resistenza R_{599} da 330.000 Ω con altra da 470.000 Ω. Sostituito OY241 con BY100. Aggiunta la resistenza R_{716} da 68 Ω in serie alla R_{717}. Eliminata la resistenza R_{598}.

3) Dal n° 130161 di matricola in poi: Sostituita la resistenza R_{598} da 470.000 Ω con altra da 330.000 Ω. Aggiunta la resistenza R_{598}.

4) Matricola dal n° 130500 al n° 130992: Aggiunto il condensatore C_{537} da 500 pF tra la placca 1 e la massa della V_{13}.

5) Dal n° 130833 di matricola in poi: Sostituita la valvola PY81 con la valvola PY88 (V_{16}). Eliminata la resistenza R_{716} da 68 Ω in serie con la R_{717}.

6) Dal n° 130929 di matricola in poi: Sostituito BY100 con OY241.

7) Dal n° 130993 di matricola in poi: Eliminato il condensatore C_{537}, di cui alla modifica n° 4.

8) Dal n° 131247 di matricola in poi: Sostituita la resistenza R_{520} da 10.000 Ω 3 W con altra da 15.000 Ω 6 W.

9) Dal n° 131529 di matricola in poi: Sostituita la resistenza R_{216} da 22.000 Ω con altra da 47.000 Ω.

10) Dal n° 131872 di matricola in poi: Sostituito il condensatore C_{369} da 1.000 pF con altro da 500 pF. Sostituito il condensatore C_{370} da 3.000 pF con altro da 10.000 pF.

11) Sostituite le fotoresistenze B_8. 731-04 con B_8. 731-03.

12) Dal n° 133075 di matricola in poi: Aggiunta la resistenza R_{265}.

13) Dal n° 133501 di matricola in poi: Sostituita la resistenza R_{436} da 3,3 MΩ con altra da 10 MΩ.

14) Dal n° 134001 di matricola in poi: Aggiunto il condensatore C_{531}.

15) Dal n° 137324 di matricola in poi: Sostituito il gruppo UHF tipo 2661-3 con il gruppo tipo SP282-2; Sostituito il gruppo VHF tipo 2662-3 con il gruppo tipo SP282-1.

5. - TARATURA DEI VARI CIRCUITI

5.1. - Istruzioni per la taratura delle medie frequenze.

Strumenti da adoperare:

1) Un generatore panoramico con una frequenza centrale di 43 MHz ed una variazione di frequenza di ± 5 MHz minima, munito di marker.

2) Un oscilloscopio adatto per la riproduzione delle curve di risposta di media frequenza video.

3) Un dispositivo a pila adatto a fornire una tensione regolabile dell'ordine di — 2,5 V.

5.2. - Collegamenti permanenti.

Il terminale per il prelievo delle figure oscilloscopiche deve essere collegato al test-point (punto di controllo) *T.P.* ri-

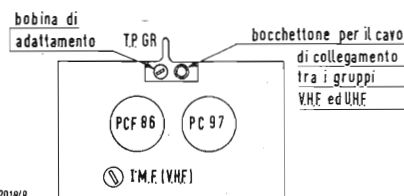
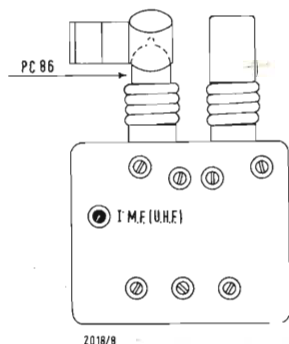



Fig. 2

velatore del circuito stampato n° 4017, al quale deve restare collegato durante tutte le operazioni di taratura del televisore.
Il polo negativo del dispositivo pila, deve essere collegato al punto *N* che a sua volta va collegato, tramite un ponticello, con il punto *P*.
Il polo positivo va collegato a massa. L'uscita deve essere regolata in modo da ottenere una tensione negativa di — 2,5 V.

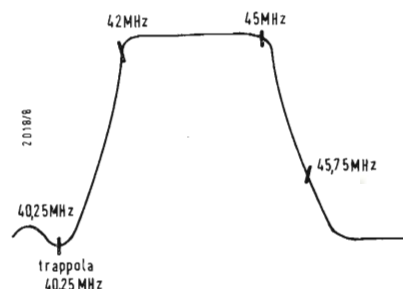
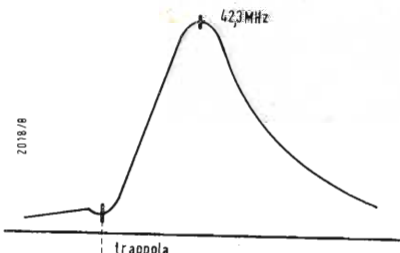
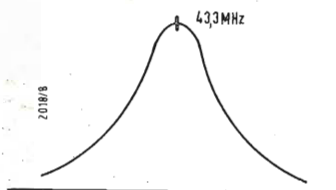
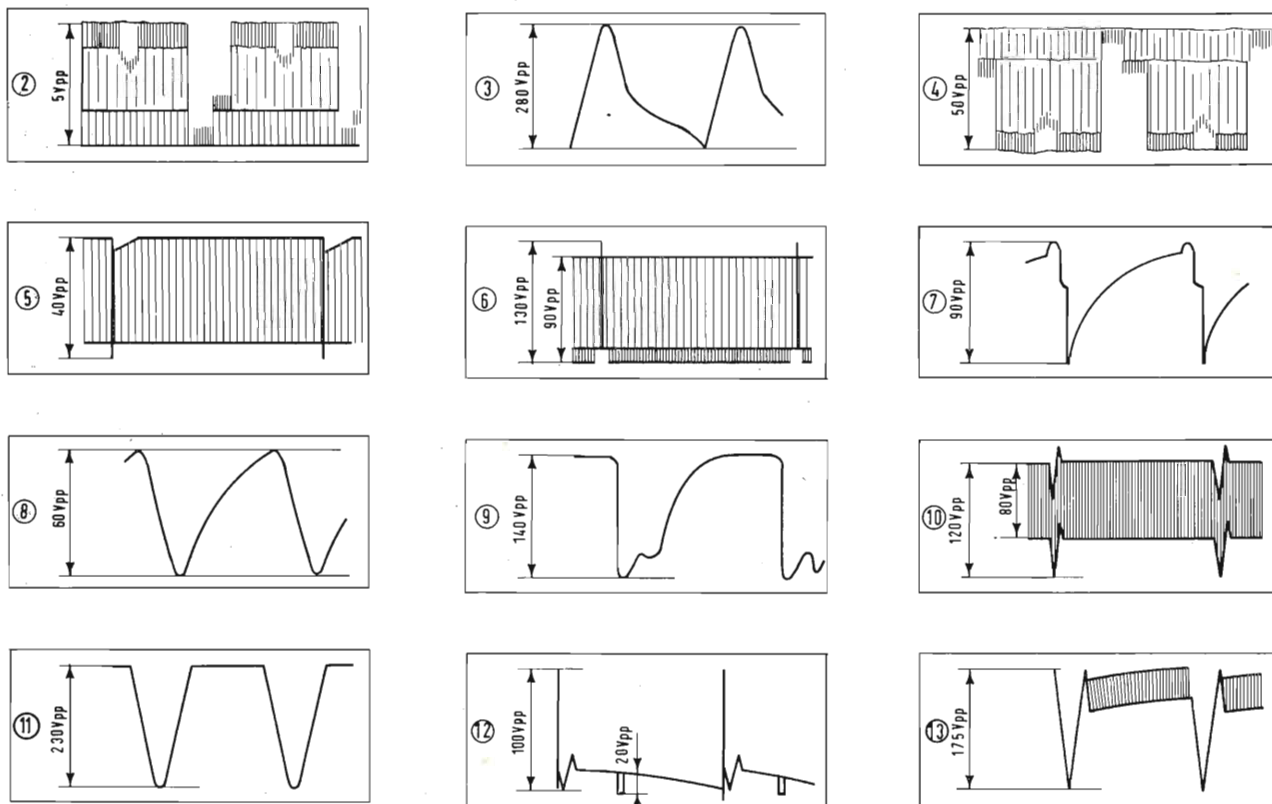
5.3. - Taratura. (fig. 1, 2, 3)

IV media frequenza: Collegare il generatore con la griglia controllo della valvola EF184 (piedino n° 2).
Girare il nucleo di detta media frequenza assicurandosi che il nucleo si tari dall'esterno della bobina fino ad ottenere la curva di figura 4.
III media frequenza e trappola a 40,25 *MHz*:
Spostare il cavo di uscita del generatore di segnali sulla griglia controllo della valvola EF183 (piedino n° 2) regolandolo per un'uscita adatta.
Girare il nucleo della III^a^ media frequenza e quello della trappola 40,25 MHz, che è collocato nel bussolotto della II^a^ media frequenza verso l'alto, assicurandosi che il nucleo si tari dall'esterno fino ad ottenere la curva di figura 5.
Risposta totale di media frequenza:
Spostare il cavo di uscita del generatore di segnali sul test-point *TP.GR* del gruppo *VHF* regolandolo per una uscita adatta.
Portare il commutatore del gruppo *VHF* sul canale *H* oppure su un altro canale della banda 3.
Mettere il commutatore dei programmi in posizione *UHF*.
Staccare il cavo che collega i gruppi *UHF* e *VHF* dal gruppo *VHF*.
Girare tanto il cucleo della II^a^ media frequenza (che si trova nel bussolotto II^a^ media frequenza verso il basso) tarando sul punto di taratura, quanto il nucleo della I^a^ media frequenza (*VHF*) che si trova sul gruppo *VHF*.
Ritoccare eventualmente la taratura della III^a^ e della IV^a^ media frequenza fino ad ottenere la curva generale di risposta di cui alla figura 6.
I^a^ Media frequenza (*UHF*) *e bobina di adattamento sul gruppo VHF*.
Collegare il cavo di uscita del generatore ad un cilindro metallico infilato sulla valvola PC86 del gruppo UHF, e regolare per una uscita adatta.
Riattaccare il cavo di collegamento sul gruppo *VHF*.
Portare il commutatore ed i programmi in posizione *UHF*.
Girare il nucleo della I^a^ media frequenza (*UHF*) del gruppo *UHF*, e quello della bobina d'adattamento del gruppo *VHF*, fino ad ottenere una curva simile a quella di figura 6.
Le figure con i numeri romani dall'I al n° XII indicano le curve che si devono riscontrare nei vari punti del circuito cui numeri sono riportati anche sullo schema elettrico.
Per evitare fenomeni di sovraccarico, occorre agire in modo da ottenere le oscilloscopie con le minori tensioni possibili, all'uscita del generatore panoramico. *A*

Ricerca dei guasti in un ricevitore di TV

(vedi *l'antenna*, agosto, ottobre, novembre 1963)

Agendo sui comandi esterni di un televisore non è possibile ottenere il sincronismo orizzontale, mentre il suono è normale.
CAUSA - È evidente che in tal caso il difetto sia da attribuire senz'altro al circuito di base dei tempi di riga.
Esso può essere dovuto ad una valvola di questo circuito o ad un diodo del circuito discriminatore che possono essere difettosi, ad una anomalia del trasformatore discriminatore od anche ad una cattiva regolazione dell'oscillatore di riga, il quale sovente oscilla ad una

Fig. 7

2018/8

frequenza più bassa o più alta di quella richiesta.

Non è neanche da escludere che l'impulso differenziato, che è prelevato dal circuito di uscita di riga, non giunga al discriminatore a causa di una interruzione o di un corto circuito di uno dei tanti tanti componenti.

Rimedi - In tal caso occorre: a) controllare accuratamente le tensioni del circuito di riga. b) procedere alla regolazione dei vari organi che determinano la frequenza dell'oscillatore di riga, siano essi nuclei, resistenze variabili o condensatori. c) controllare lo stato delle valvole, preferibilmente previa temporanea sostituzione. d) qualora detti controlli non diano dei risultati positivi occorre controllare accuratamente i singoli componenti il circuito.

Agendo sui comandi esterni non è possibile ottenere nè il sincronismo verticale nè quello orizzontale. Il suono è normale.

Causa - Generalmente l'immagine risulta inclinata verso sinistra o verso destra e scorre, più o meno lentamente, in senso verticale. Ciò in linea di massima è dovuto alla cattiva regolazione della frequenza di riga e di quella di quadro e talvolta anche ad un segnale in arrivo troppo debole o che comunque non è correttamente amplificato dai circuiti a radio e media frequenza.

Rimedi - a) è sempre consigliabile un controllo della forma d'onda del segnale video dell'amplificatore video, ed un controllo della valvola separatrice di sincronismi, i quali, nella maggior parte dei casi sono l'origine della anomalia in questione. b) controllare le tensioni anodiche delle valvole interessate. c) controllare i vari componenti, ed in modo particolare i condensatori. d) assicurarsi che l'inconveniente non sia dovuto ad un segnale troppo debole per agganciare i segnali di sincronismo; in tal caso verificare che la taratura dei circuiti a radio e media frequenza sia regolare.

L'immagine è scomposta in due semi immagini ferme sullo schermo, oppure

che scorrono lentamente dall'alto verso il basso o viceversa. Talvolta l'immagine può scorrere anche velocemente. Suono normale.

CAUSA - L'anomalia è da attribuire al fatto che gli impulsi di sincronizzazione di quadro, che provengono dal trasmettitore, non giungono del tutto o giungono molto attenuati alla base dei tempi di quadro. Ciò può essere dovuto tanto alla inefficienza di una valvola di tale circuito, quanto al circuito integratore che può funzionare in modo scorretto in relazione ad un componente in avaria.

RIMEDI - a) controllare le tensioni relative il circuito della base dei tempi di quadro. b) controllare le valvole di tale circuito, previa sostituzione. c) qualora il difetto sia dovuto ad una insufficiente escursione del regolatore di frequenza verticale, cosa che può dipendere dalla alterazione del valore di uno o più componenti la catena regolatrice della frequenza, sostituire i vari elementi con altri di valore corrispondente a quello indicato nello schema originale.

Sullo schermo, specialmente in assenza di immagine sono presenti due righe verticali. Talvolta dette righe possono essere tre od anche una sola. Suono normale.

CAUSA - Tale difetto in linea di massima è da attribuire ad una imperfetta regolazione dei comandi di linearità dell'immagine.

Però, nella maggior parte dei casi, detta anomalia è di carattere costruttiva ed è propria di quei ricevitori per televisione aventi una classe piuttosto limitata nei quali dette righe, che generalmente sono piuttosto sfumate, non possono essere tolte in modo completo anche se si attenuano notevolmente in presenza dell'immagine.

In tal caso la formazione delle linee verticali è da attribuire a delle oscillazioni parassite del trasformatore di uscita, armoniche della frequenza di 15625 Hz. Queste oscillazioni, pur essendo attenuate sensibilmente dalla valvola smorzatrice, dato che si verificano soltanto ad ogni inizio del ciclo di analisi di linea, riescono a modulare il pennello elettronico del tubo catodico dando origine al fenomeno in questione.

RIMEDI - a) regolare accuratamente, attenendosi alle istruzioni del costruttore, i comandi di linearità. b) se il difetto è da attribuire al trasformatore di uscita, schermare accuratamente tutto il gruppo di uscita di linea. In tal caso il difetto sarà difficilmente eliminabile in modo completo dato che può trasmettersi tramite il circuito di alimentazione od altri accoppiamenti parassiti, agli altri circuiti. *A*

Alla fiera industriale britannica organizzata nello scorso sttembre a Zurigo era esposta una telecamera completamente transistorizzata costruita dalla EMI. Alimentata da batteria 12 V o dalla rete la telecamera contiene complessivamente otto transistor.

In giro col televisore personale?

Un nuovo apparecchio TV portatile « personale » avente caratteristiche di rendimento superiori a quelle di qualsiasi altro dei suoi più voluminosi predecessori, alimentato a corrente comune, con uno schermo di 11 pollici e un'area di visione di oltre cinque metri quadrati, è stato posto sul mercato dalla INTERNATIONAL GENERAL ELECTRIC.

In tre modelli di colori diversi, il nuovo televisore costituisce una conquista tecnica nel campo della progettazione ed esecuzione di apparecchi televisivi portatili, in quanto offre una luminosità e una nitidiezza di immagine sinora mai ottenuta: esso porterà sui pannelli dei circuiti di precisione il primo sigillo di garanzia permanente rilasciato dall'industria elettronica statunitense per la protezione del consumatore.

Il « portatile personale » pesa poco più di 5 chili e mezzo, e misura 35 × 35 × 25, cm. senza necessità di speciali supporti: è quindi ideale per cucina, terrazza, ufficio, dormitori collegiali e tende da campeggio.

Per costruire attorno a uno schermo da 11 pollici un contenitore così poco ingombrante, conservando sul lato anteriore l'emissione sonora e le manopole di comando dell'apparecchio, si è dovuto rivoluzionare completamente lo schema di progettazione del comune telaio TV, abolendo in effetti quest'ultimo per sostituirlo con una struttura singola comprendente telaio e pareti. Inoltre, si sono impiegati nuovi materiali di costruzione, eliminate tutte le parti metalliche ed adottato uno speciale sintonizzatore UHF continuo, a transistor.

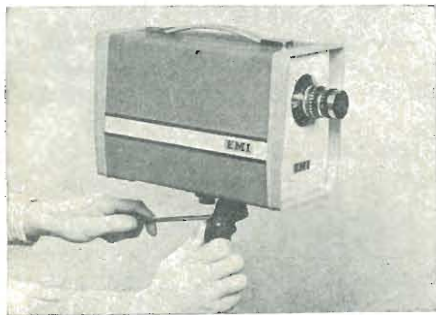
I vantaggi di tali innovazioni sono:

Virtuale abolizione delle operazioni di saldatura a mano, riducendo così le possibilità di errori e garantendo altresì la massima protezione delle diverse parti contro il surriscaldamento e le imperfezioni di saldatura.

Possibilità di effettuare un più accurato collaudo preliminare della struttura di contenimento.

Eliminazione di tutte le parti metalliche e conseguente diminuzione di peso.

Facilità di smontaggio delle cinque parti metalliche del circuito, il che, agevolando le operazioni di manutenzione e riparazione, riduce il costo di queste ultime.

Il modello portatile M110YBG ha la valigia in polipropilene color beige scuro, con maniglia foggiata e antenna a manopola. I modelli M112YVY e M112YRD, rispettivamente in polipropilene champagne e rosso ciliegia, hanno la maniglia in alluminio pressofuso e l'antenna a dipolo. *(i.d.a.p.)*

dott. ing. Antonio Longhi

Verifica dei circuiti compensatori di frequenza*

I controlli di tono, i filtri antidisturbo e antirombo, i circuiti di controllo di volume a profilo, alterano tutti la risposta « piatta » di un amplificatore, per soddisfare una particolare esigenza. Per verificare un particolare amplificatore per una di queste funzioni è nesessario dapprima capirne il principio.

GLI AMPLIFICATORI di alta fedeltà sono generalmente provvisti di una grande quantità di elementi discriminatori di frequenza. Essi comprendono vari tipi di circuiti compensatori dei bassi e degli acuti, controlli fisiologici di volume e filtri antifruscio o antirombo. Ogni progettista di apparecchiature audio ha il suo proprio criterio circa la necessità di assolvere tutte queste funzioni. Alcuni tecnici asseriscono che qualsiasi deviazione da una risposta perfettamente piatta in frequenza, rappresenta uno scostamento dalla «vera» alta fedeltà. Altri hanno studiato per tutta la vita i requisiti della compensazione di frequenza ed hanno progettato circuiti complessi per concludere le loro ricerche.

In questo articolo si considerano quattro gruppi di simili funzioni: il controllo di tono, il filtro antifruscio, il filtro antirombo ed il controllo di volume a profilo.

1. - IL CONTROLLO DI TONO

Ogni amplificatore di alta fedeltà ha almeno un tale controllo, mentre la maggior parte degli amplificatori ne ha due. La funzione principale è di effettuare una certa compensazione dell'acustica dell'ambiente. Molti amatori audio usano questi regolatori per assolvere varie funzioni secondarie — compensazione della risposta di un modesto fonorivelatore, rendere i bassi più potenti, produrre gli acuti tipicamente ad alta fedeltà, ridurre il rumore del giradischi, ridurre il fruscio dei dischi o il sibilo del nastro e così via.

Un dispositivo completo di controlli di tono produrrebbe, in vario grado, cinque gruppi di caratteristiche di frequenza. Le quattro caratteristiche più ovvie sono l'esaltazione e il taglio dei bassi e degli acuti. La quinta, e molto importante, è una risposta piana in frequenza. Mentre la maggior parte dei regolatori danno un'opportuna esaltazione e diminuzione, molti non presentano una definita posizione, per la quale la risposta in frequenza è mantenuta entro più e meno 1 dB in tutta la gamma acustica. L'apparecchiatura mo-

(*) di *Maurice Horovita*, da *Audio*, maggio 1963 pag. 26

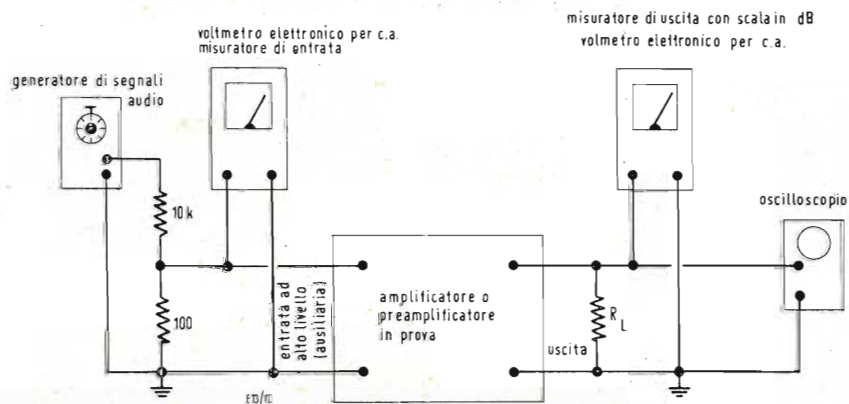



Fig. 1 - Apparecchiatura di prova. *RL* è uguale alla resistenza di carico caratteristica al trasformatore di uscita dell'amplificatore di potenza. Non usare questa resistenza quando si prova un preamplificatore.

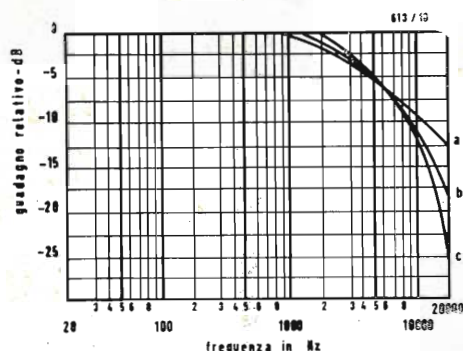



Fig. 4 - Effetto sull'amplificatore dell'impiego di una *a*), due *b*) e tre *c*) sezioni di filtro antifruscio rappresentate in fig. 3. Tutte le curve sono sotto 6 dB a 6300 Hz.

strata in fig. 1 può essere impiegata per verificare i controlli di tono. Essa è identica a quella usata per le misure di risposta in frequenza degli amplificatori e dei preamplificatori. Si deve dire qualche cosa circa il circuito. Si diranno ora poche parole intorno all'uso, per evitare erronee interpretazioni.

Primo, tutti i controlli di livello dell'amplificatore in prova devono essere messi al massimo per evitare che la curva di risposta in frequenza venga influenzata da qualsiasi capacità parassita relativa a questi controlli.

Poi, l'uscita del generatore di segnali deve essere abbastanza bassa per modo che l'amplificatore non venga sovraccaricato per qualsiasi frequenza impiegata nella prova. Ad esempio, un amplificatore che dà 5 volt netti a 20 Hz, non deve dare più di questa tensione in qualunque posizione del regolatore di tono. Se si vogliono 20 dB di esaltazione nella posizione di massimo incremento dei bassi, si deve mettere l'uscita del generatore in modo che l'amplificatore possa fornire tale uscita senza distorcere. Se la tensione di uscita massima indistorta dell'amplificatore è 5 volt a 20 Hz, il livello di riferimento

Determinare la massima uscita essenzialmente sinoidale dell'amplificatore a 20 H e a 20 kHz. Scegliere una conveniente tensione (o livello di riferimento sulla scala dB) 20 o 25 dB sotto la più bassa di queste due letture. Questa rappresenta il livello di riferimento. Ora, regolare i controlli di tono per la uscita più costante nell'intera gamma acustica, a questo livello di riferimento. Tracciare questa curva.

Si annoti la condizione dell'amplificatore per la risposta piatta in frequenza. Ora disporre il controllo dei bassi per la massima esaltazione. Regolare di nuovo il generatore di segnali in modo che il misuratore di uscita indichi il livello di riferimento a 1 kHz. Tracciare la curva di risposta in frequenza usando questo livello a 1 kHz come punto di riferimento 0 dB. La curva deve essere estesa da 20 Hz a 20 kHz per determinare l'effetto di questo controllo in tutte le zone del campo audio.

Eseguire ora alcune letture per diverse posizioni del regolatore dei bassi a metà fra la risposta piatta e la massima espansione dei bassi. Fare lo stesso per la posizione di massima attenuazione dei bassi, e per alcuni punti intermedi

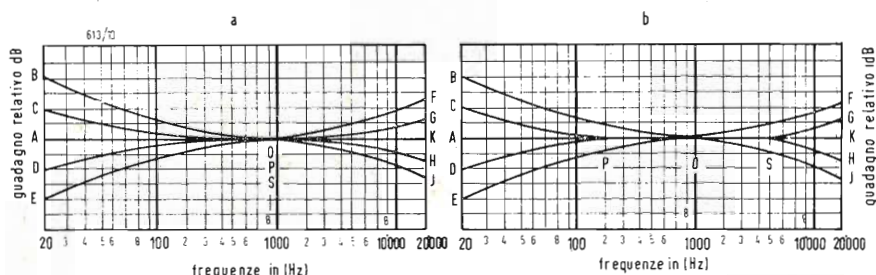



Fig. 2 - Curve tipiche di controllo di tono risultanti da: *a*) un circuito a perdita, e *b*) un circuito Baxendall. *A-O-K* è la linea piatta, *B-O-K* la massima esaltazione dei bassi; *E-O-K* è la massima attenuazione dei bassi; ***A-O-F*** è la massima esaltazione degli acuti, *A-O-J* è la massima attenuazione degli acuti. Le altre **curve** corrispondono a posizioni intermedie dei controlli dei toni.

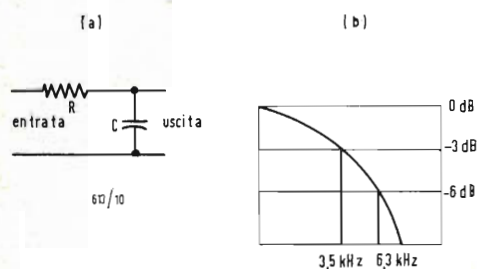



Fig. 3 - *a*) è il circuito di un filtro antifruscio, e *b*) è la risposta dell'amplificatore col filtro.

deve essere 20 dB sotto questo punto, cioè 0,5 volt.

Finalmente, si deve controllare l'uscita del generatore di segnali usando un voltmetro per audio frequenza. Ciò è importante, perché l'uscita del generatore può non essere costante nell'intero campo di frequenze. L'uscita dell'amplificatore deve essere pure controllata con un oscilloscopio per assicurarsi che il misuratore di uscita indichi un segnale sinoidale e non il rumore di feudo o un segnale non sinoidale. Ricordando queste precauzioni, si possono ora controllare le varie funzioni dei controlli di tono.

fra la risposta piatta ed il massimo taglio.

Ripetere tutte quattro le misure per le corrispondenti posizioni del controllo degli acuti. Controllare ogni volta la risposta da 20 Hz a 20 kHz relativamente allo stesso livello di riferimento 0 dB a 1 kHz.

In fig. 2 sono mostrati due dei gruppi di curve che generalmente si verificano Le curve mostrate in *a*) sono quelle generalmente fornite di un circuito di controllo di tono di tipo attenuatore, mentre quelle in *b*) sono caratteristiche del circuito di reazione di tipo Baxendall.

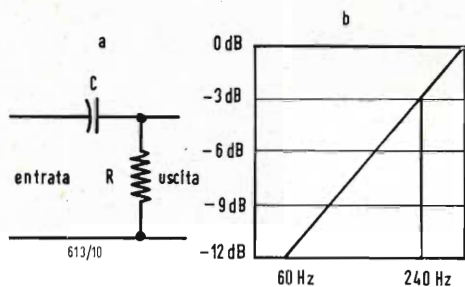



Fig. 5 - *a*) è il circuito di un filtro antirombo e *b*) è la risposta dell'amplificatore col filtro.

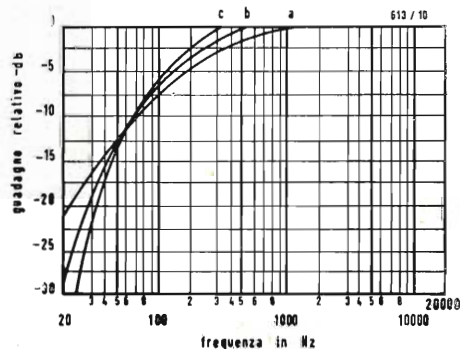



Fig. 6 - Effetto sull'amplificatore dell'impiego di una *a*), due *b*) e tre *c*) sezioni di filtro antirombo rappresentate in fig. 5. Tutte le curve sono sotto 12 dB a 60 Hz.

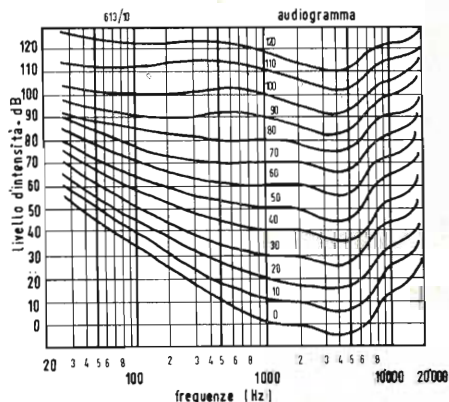



Fig. 7 - Profili di uguale livello sonoro (Flechter Munson).

Nel circuito Baxendall le curve corrispondenti alle posizioni esterne dei regolatori oscillano intorno a una certa frequenza centrale, come 1 kHz, («O» sulla curva).

Alle posizioni intermedie del controllo dei bassi, le curve cominciano ad innalzarsi o ad abbassarsi a una certa frequenza minore di 1 kHz («P» sulla curva), mentre le frequenze centrali e superiori non vengono influenzate. Analogamente, le curve per posizioni intermedie del controllo degli acuti cominciano a salire e a cadere ad una frequenza superiore a 1 kHz (« S » sulla curva). Solo gli estremi della banda audio vengono influenzati da questo tipo di rete di controllo di tono.

Diversamente vanno le cose coi controlli, che impiegano i tipi a perdita di circuiti. In questo caso le curve girano intorno alla frequenza centrale per tutte le posizioni dei regolatori. Infatti i punti « O », « P » e « S » coincidono in un unico punto. L'intera metà superiore della banda risulta influenzata quando si regola il controllo degli acuti, e l'intera metà inferiore della banda viene alterata quando si ruota il controllo dei bassi. Il dispositivo Baxendall è assai desiderabile nelle applicazioni di alta fedeltà, perché è più selettivo dei circuiti a perdita. Negli amplificatori, nei quali il campo di frequenza è limitato, il tipo di circuito a perdita è più desiderabile. In simili casi gli estremi della gamma acustica non esistono. Il circuito Baxendall non provoca effetti avvertibili nella maggior parte del campo mentre le variazioni in frequenza causate dal circuito a perdita sono generalmente molto evidenti. La curva per risposta costante «AOK » è stata presa perfettamente piana. Questa, naturalmente, è una condizione ideale raramente avverantesi, specialmente con circuiti di tipo a perdita. Si è supposto che ciascun regolatore influenzi solo una parte del campo di frequenze.

Il controllo dei bassi deve influenzare solo le frequenze basse, mentre il controllo degli acuti deve influenzare solo gli alti. In pratica ciò è vero solo in parte. L'esame raccomandato sopra per ciascuna posizione, ricopre l'intero spettro udibile. Ciò si è stabilito per controllare l'effetto dei regolatori in tutte le regioni del campo audio, per determinare gli effetti nelle regioni che essi non dovrebbero controllare, ed anche per verificarsi l'entità del controllo che essi devono esercitare nella frazione di spettro loro assegnata. L'entità con cui il controllo dei bassi influenza gli acuti e con cui il controllo degli acuti influenza i bassi, è una misura della qualità. Naturalmente l'effetto minimo è il più desiderabile.

I controlli di tono non devono alterare il livello medio di volume. Il livello di riferimento a 1 kHz deve restare invariato, qualunque possa essere la posizione dei regolatori. Ogni variazione rispetto al prodotto livello di riferimento a 1 kHz è indice della qualità del particolare circuito.

Da ultimo, non si deve produrre distorsione per qualsiasi posizione dei controlli di tono. Il controllo di tono di tipo Baxendall è assai bene esente da distorsione. In un circuito ben progettato, il tipo a perdita può pure fornire un'uscita indistorta.

Alcuni dispositivi «economici», come quelli che pongono il controllo di tono in un circuito a reazione intorno al trasformatore di uscita, hanno un funzionamento soddisfacente alle posizioni corrispondenti alla risposta piatta, ma provocano distorsione assolutamente eccessiva alle posizioni delle massime esaltazioni. Ciò può verificarsi facilmente negli amplificatori, che impiegano tale circuito.

2. - IL FILTRO ANTIFRUSCIO

Qualsiasi filtro inserito in un circuito ne limita la pienezza del campo di frequenza. I filtri antifruscio non sono diversi. Un buon filtro deve essere progettato in modo da minimizzare questo fattore. I disturbi di fruscio dei dischi fonografici e di fischietti dei nastri magnetici producono componenti udibili, principalmente nel campo delle frequenze più alte. Fortunatamente questa coincidenza permette di progettare un filtro per eliminare o minimizzare entrambi i suddetti tipi di interferenze semplicemente limitando le frequenze più alte riprodotte. Un buon filtro elimina solo le frequenze altissime. Un cattivo filtro attenua anche le frequenze centrali.

L'esatta frequenza alla quale l'attenuazione deve essere massima per meglio eliminare il disturbo è una variabile spesso determinata dal criterio dell'ingegnere progettista. Per una buona soppressione del disturbo, questa frequenza deve essere bassa abbastanza per eliminare le frequenze più basse del disturbo e deve essere alta abbastanza per non tagliare quella parte delle alte frequenze, che è assolutamente necessaria. In questa discussione si ammette che sia desiderabile l'attenuazione di 6 dB a 6,3 kHz e una caduta di 6 dB per ottava sopra i 6,3 kHz.

Per quanto possa essere analiticamente difficile calcolare R e C dal punto 6 dB, il calcolo può essere facilmente effettuato quando si consideri la frequenza di attenuazione 3 dB. Dalla curva in *b*) di fig. 3, la frequenza alla quale la uscita è caduta di 3 dB, risulta 3,5 kHz. Allora la costante di tempo RC occorrente per produrre questa curva è:

$$RC = \frac{1}{2\,\pi\,f} = \frac{1}{6{,}28\,.\,3500} \qquad (1)$$

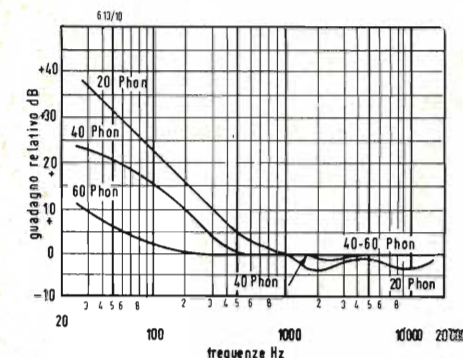



Fig. 8 - Compensazione per le curve di Flechter e Munson. Il livello dell'esecuzione musicale normale è 70 phon.

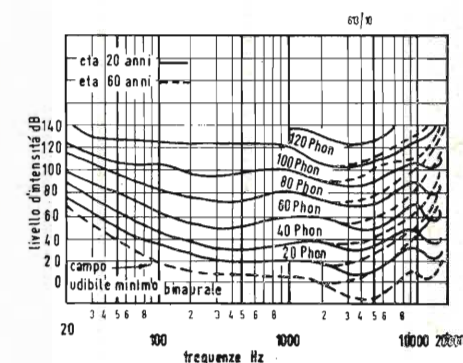



Fig. 9 - Profili di uguale livello sonoro (Robinson e Dadson).

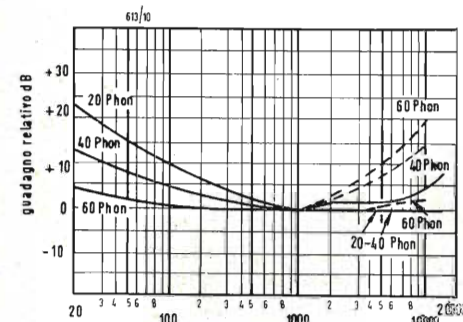



Fig. 10 - Compensazione per le curve di Robinson e Dadson. Il livello dell'esecuzione musicale normale è 70 phon. (età 20 anni; età 60 anni).

L'intera R e parte della capacità C sono in generale parte integrante del circuito (relativamente alla capacità del tubo e alla resistenza del circuito) in cui il filtro deve essere inserito. Si devono usare metodi di misura per determinare l'entità di C che si deve aggiungere al circuito esistente per provvedere il taglio di 6 dB alla frequenza predeterminata.

Un rapido sguardo alla curva in b) di fig. 3 rivela due gravi inconvenienti del filtro. Primo, la caduta delle alte frequenze comincia a 1 kHz, frequenza questa che non si desidera attenuare in modo apprezzabile. Secondo, alla massima frequenza che deve essere attenuata dal filtro, 15 kHz, il guadagno è caduto solo di circa 12,5 dB. Questa attenuazione è spesso insufficiente. Questa informazione è ridisegnata come curva a) in fig. 4.

Si possono aggiungere molti circuiti di questo tipo con uguali costanti di tempo RC, nel percorso del segnale per attenuare ulteriormente le alte frequenze. La curva c) in fig. 4 mostra l'effetto di tre circuiti di tale specie inseriti in un amplificatore. La caduta comincia a 2 kHz, il che rappresenta un miglioramento di un'ottava rispetto alla curva a); il guadagno è — 20 dB a 15 kHz, si ha cioè un miglioramento di 7,5 dB. Sebbene utile, i tre circuiti in tandem aumentano l'attenuazione nel circuito con tutti gli inconvenienti inerenti.

Un buon compromesso è l'usare due di quei circuiti. Il confronto della curva b) con la curva e) in fig. 4 mostra la minor efficienza di questo compromesso.

I filtri antifruscio (e i filtri antirombo che vengono discussi più sotto) spesso vengono combinati in circuiti a reazione per ottenere una caduta estremamente rapida. Negli amplificatori stereo questi circuiti vengono raramente impiegati in reti a reazione a motivo dell'alto costo, nonché del dubbio valore.

Si può usare il circuito di fig. 1 per controllare i circuiti di filtro Primo, regolare tutti i controlli per la massima risposta piatta. Poi inserire il filtro nel circuito. Disporre l'uscita del generatore di segnali in modo che l'amplificatore riproduca i 1000 Hz ad un livello molti dB sotto la massima potenza di uscita. Controllare la risposta da 20 Hz a 20 kHz per determinare esattamente l'efficienza del filtro attenuatore e quale sia la frequenza alla quale l'attenuazione è 6 dB, e per constatare con precisione come il filtro altera la zona dello spettro in istudio e che esso non deve influenzare.

3. - IL FILTRO ANTIROMBO

Il circuito del rombo attenua le basse frequenze provocate dalla rumorosità del giradischi. Per un giradischi provvisto di motore a due poli, l'attenuazione deve essere relativamente alta cominciando a 60 Hz. Se il giradischi ha un motore a quattropoli, l'attenuazione deve essere limitata da 30 Hz in giù. In enbrambi i casi l'attenuazione deve essere almeno 10 dB alla frequen za indicata, e maggiore alle frequenze piú basse. In questa discussione consideriamo 60 Hz come la frequenza disturbante; s'intende che se la frequenza di rete è 50 Hz, si deve assumere 50 Hz al posto di 60 e 25 Hz al posto di 30 Hz.

Si ritiene che l'attenuazione necessaria a questa frequenza (60 Hz, ovvero 50 Hz) sia di 12 dB.

Un filtro rudimentale antirombo è indicato in a) in fig. 5 e la relativa curva di risposta è data in b). L'analisi è analoga a quella per il filtro antifruscio: per un'attenuazione di 12 dB a 60 Hz; i 240 Hz devono essere attenuati di 3 dB; il prodotto RC diviene:

$$RC = \frac{1}{2\pi f} = \frac{1}{2\pi \cdot 240}$$

Come nel primo caso, è ovvio che una simile sezione di filtro sia insufficiente; l'attenuazione è notevole ad una frequenza relativamente alta (1 kHz) e la caduta è lenta (6 dB ottava) sotto 60 Hz. Ciò è nuovamente rappresentato dalla curva a) in fig. 6. La curva c) in fig. 6 mostra un caso più vicino all'ideale, impiegando tre cellule nel circuito, mentre la curva b), che fa uso di due cellule, è un compromesso ragionevole

Ancora una volta il complesso di fig. 1 può essere usato per controllare la risposta di un circuito di compensazione questa volta è il filtro antirumble. Il procedimento e le conclusioni riportate per il filtro antifruscio sono valide anche in questo caso. Si noti che quantunque 60 Hz sia la frequenza più alta da considerare nello studio del filtro antirombo, possono ingenerarsi frequenze più basse, che devono pure essere eliminate. Sebbene l'eliminazione del rumore non sia la cosa caratteristica di un amplificatore ,è tuttavia necessario che il rombo venga eliminato. Una rumorosità eccessiva può sovraccaricare un amplificatore o un altoparlante, provocando distorsione a tutte le frequenze.

4. - CONTROLLO DI VOLUME SONORO A PROFILO

Note di identico livello sonoro, ma di diversa frequenza, non danno la stessa sensazione di intensità all'orecchio umano. Sono state fatte esperienze per riferire la sonorità apparente alla vera

intensità relativa di suono a tutte le frequenze dello spettro audio. I risultati più generalmente accettati sono quelli resi noti nel 1930 da H. Flechter e W. A. Munson. Il risultato delle loro ricerche e mostrato in fig. 7.

Per analogia con la maggior parte delle misure audio, le curve sono basate sulla frequenza di riferimento di 1 kHz. Ciò posto, consideriamo la curva segnata « 70 ». Si noti che 1 kHz è al livello marcato 70 dB. Questo 70 dB è il livello zero di riferimento per questa particolare curva. A frequenze più alte, o più basse, la curva sale. Ciò significa che a dette frequenze la pressione sonora deve aumentare, se queste frequenze devono *suonare* con l'identica intensità della nota a 1 kHz. L'intensità attuale deve crescere di 10 dB sia a 60, sia a 15.000 Hz, se le frequenze debbono apparire uguali in livello sonoro rispetto al segnale 1 kHz, essa però deve diminuire di 5 dB a 4 kHz.

In fig. 7 vi sono curve analoghe da « O » a « 120 ». Ciascuna curva rappresenta il luogo di uguale intensità per diverse pressioni sonore, avendo assunto 1 kHz come frequenza di riferimento. I profili di uguale intensità sonora variano con l'intensità attuale del suono. Ai bassi livelli di ascolto (curve segnate da « O » fino a « 30 ») vi deve essere una maggior pressione alle frequenze alte e basse, se si vuole che tutte le frequenze sembrino ugualmente sonore rispetto al caso di forti livelli di ascolto (curve segnate da « 70 » fino a « 120 »). Il regolatore di volume è basato su questo fatto. Ciascuna curva rappresentante il profilo di uguale intensità sonora, è classificata in unità chiamate « phon »

Il « phon » si riferisce a un livello di uguale sonorità apparente. Anche se la pressione sonora *attuale* varia di molti dB entro il campo di frequenza, il dato in « phon » è identico, quando la intensità *apparente* è identica. Il « phon » si riferisce alla curva del profilo sonoro, mentre i dati in dB si riferiscono alla pressione sonora relativa *attuale*. Il « phon » coincide col livello di pressione in dB a 1 kHz, se il livello *O*-dB corrisponde all'intensità di 10^{-16} watt/cm^2.

Alle frequenze diverse di 1 kHz, il phon differisce dai dati di intensità in dB, come la curva del profilo di uguale intensità varia intorno al livello a 1 kHz.

Si ammette generalmente come dato di progetto che la musica sia suonata e registrata al livello di 70 phon e riprodotta in casa al livello di 40 phon.

Se la musica deve essere riprodotta esattamente come eseguita originariamente, il profilo di sonorità apparente deve essere la curva 70 phon. Un amplificatore con una risposta piatta in frequenza riprodurrà i suoni esattamente solo al livello di 70 phon. Ma la musica viene riprodotta in casa al livello di 40 phon. Il controllo fisiologico di volume viene impiegato a ristabilire la curva 40 phon in modo che il livello relativo di intensità segna il profilo della curva 70 phon. Nel processo di riformazione, 1 kHz è sempre la frequenza di riferimento. A 60 Hz la curva 70 phon richiede un incremento di 10 dB dell'intensità attuale. Sulla curva 40 phon, l'incremento dell'intensità attuale richiesto è 30 dB. In altre parole, se due segnali, uno a 1 kHz e l'altro a 60 Hz, vengono riprodotti con identici livelli di intensità di 70 phon, la nota a 60 Hz suonerà 10 dB più attenuata rispetto alla nota a 1 kHz; la nota a 60 Hz suonerebbe 30 dB sotto quella a 1 kHz se la riproduzione fosse al livello di 40 phon. Per rendere la riproduzione al livello sonoro 40 phon come se fosse al livello 70 phon, l'intensità attuale del segnale a 60 Hz deve essere 20 dB (30 — 10 dB) più alta rispetto all'intensità del segnale a 1 kHz.

La differenza fra le due curve analogamente deve essere conservata a tutte le frequenze: a 200 Hz la differenza è 14-4 dB, ossia 10 dB; a 10 kHz la differenza è 12 — 12 dB, ossia 0 dB; a 3 kHz la differenza è (— 3,5) — (— 3) dB, ossia— 0,5 dB. Una curva di compensazione esatta del profilo di sonorità per rendere il suono al livello 40 phon simile al livello 70 phon, è data in fig. 8. In essa sono pure rappresentate le curve di compensazione richieste per dare la stessa intensità al livello di 60 phon (per il pubblico che usa il suo impianto di alta fedeltà con forte livello di uscita) e al livello di 20 phon (per coloro che usano la propria apparecchiatura a livelli molto bassi).

È molto semplice provvedere questi controlli fisiologici di volume a profilo in un amplificatore per mezzo di adatti circuiti. Negli amplificatori audio se ne trova almeno uno, quello per un livello di circa 40 dB. Ma bisogna vedere l'efficienza di tutte queste compensazioni.

Per determinarla, consideriamo le curve di Robinson Dadson date in fig. 9.

Queste sono state elaborate in tempi molto più recenti di quelle di Flechter e Munson. Robinson e Dadson segnano anche l'effetto dell'età dell'ascoltatore, sulle loro curve; è noto che la capacità di udire le alte frequenze diminuisce coll'avanzare dell'età. La compensazione richiesta per le curve di Robinson e Dadson è indicata in fig. 10, ricavata per interpolazione della fig. 9. Anche ora il livello di riferimento di funzionamento è 70 phon.

Si noti che con la curva di Robinson e Dadson si richiede minor compensazione che con la curva di Flechter Munson.

La prima però richiede un'esaltazione degli acuti. Quale condizione è quella giusta? Quali curve si devono considerare normali nel progetto un controllo fisiologico di volume? Nessuno lo sa. Ciascun gruppo di curve è il risultato di uno studio statistico. Le curve di Robinson e Dadson possono essere più precise a motivo dell'impiego di tecniche più progredite e di migliori apparecchiature, poiché queste curve sono molto più recenti. Ma come si può realmente controllarle? Gli ascoltatori che hanno servito per una prova possono aver avuto un udito diverso degli ascoltatori che hanno collaborato per l'altra prova. Le caratteristiche fisiche e mentali dei due gruppi di ascoltatori possono essere state notevolmente diverse.

Enbrambi questi fattori possono aver fasato i risultati.

Si devono pure tener presenti altre considerazioni. Per es., la risposta ai toni puri (sinoidali) usati in tali prove è probabilmente diversa della risposta ai suoni musicali complessi. I profili di uguale sonorità sono influenzati dalla direzione relativa della sorgente sonora rispetto all'individuo ascoltatore. Si sono messi in evidenza questi fattori e si sono presentati entrambi i gruppi di dati per dimostrare l'impossibilità di stabilire una qualsiasi curva di profilo normale attendibile a tutt'oggi. Si tratta di una variabile altamente soggettiva. Si può ottenere una miglior compensazione personale quando ciascun individuo dispone i regolatori di tono adeguandoli al suo proprio udito e al particolare ambiente acustico.

Si dovrebbe inoltre ricordare che 70 dB rappresentano il livello sonoro medio *vicino all'orchestra*. Allontanandosi, i livelli cambiano e così pure cambia la curva del profilo di uguale intensità sonora. Le curve per i posti indietro della sala del concerto differiscono dalle curve per coloro che stanno nei posti più costosi sul davanti. Ciò che esattamente siano il livello di ascolto e la curva del profilo relativo, è allora determinato dalla distanza dall'orchestra. La curva che uno preferisce è un argomento soggettivo e non può essere dettata dal criterio del progettista di un amplificatore. Ciascuna curva ad ogni livello approriato è corretta.

Qualunque tipo di compensazione di sonorità si sia introdotto nell'amplificatore, può essere controllato con rife rimento al livello 0 dB a 1 kHz, usando l'apparecchiatura di fig. 1. Tutti i controlli dell'amplificatore devono essere disposti per la risposta piatta. Il con trollo fisiologico può poi essere inserito nel circuito e si può controllarne l'effetto sulla risposta in frequenza. Nessuno stadio dell'amplificatore deve essere sovraccaricato durante la prova.

Si deve esplorare l'intero campo audio e si deve tracciare la curva. Sta a voi scegliere quale gruppo di dati riportati negli audiogrammi debba essere confrontato con la vostra curva così ricavata. A.

Luigi Cesone

Criteri di scelta e di impiego di un microfono*

IL PRINCIPALE ACCESSORIO cui aspira il possessore di un buon registratore a nastro è un microfono di prima qualità. È però opportuno precisare subito che fornire dei criteri di scelta di un microfono obiettivi e generali è sempre un compito assai delicato. Sebbene la quantità di notizie che sono state pubblicate su tale argomento abbia praticamente assunto le proporzioni di una enciclopedia, è alquanto difficile per il possessore di un registratore a nastro ricavare delle informazioni pratiche sul come valutare le caratteristiche di un microfono e di procedere ad una selezione dei numerosi modelli oggi disponibili sul mercato.

Tradizionalmente la teoria del progetto e della costruzione di un microfono è sempre rimasta avvolta nella nebbia di un così estremo tecnicismo che soltanto pochi tecnici elettronici e specialisti del settore sono in grado di addentrarsi con sufficiente confidenza attraverso il labirinto cui si va incontro desiderando porre in pratica la suddetta teoria.

Uno dei metodi più semplici e più comuni per procedere alla scelta di un microfono è senza dubbio quello di ricorrere ad un criterio di prezzo. Normalmente, un prezzo elevato non rappresenta una assoluta garanzia di qualità, tuttavia – eccetto qualche eccezione – può ritenersi che quanto migliore sarà un microfono tanto più elevato è il suo prezzo. Un altro criterio di selezione è anche quello di considerare l'adattabilità e la versatilità del microfono trascurando alquanto il suo responso potenziale.

Anche il più economico tipo di registratore a nastro per uso domestico con un responso in frequenza limitato, non superiore per esempio a 7.500 Hz, migliorerà in maniera decisiva le proprie prestazioni quando lo si impieghi in unione ad un buon microfono. Naturalmente non si potrà pretendere di migliorare le caratteristiche limiti del registratore che sono normalmente definite dalla qualità e bontà intrinseca dei trasduttori elettroacustici quali gli auricolari magnetici o l'altoparlante, tuttavia si può affermare che intervenendo positivamente sui punti deboli o sugli accessori normalmente trascurati, si potrà migliorare nettamente il rendimento del registratore. Facendo una considerazione di ordine generale, può affermarsi che i due punti più deboli di un registratore a nastro per uso domestico sono proprio l'altoparlante ed il microfono che sono forniti originalmente con l'apparecchio.

Una volta dotato il proprio apparecchio di registrazione di un nuovo e costoso microfono, spesso capita che l'amatore si lasci facilmente trasportare da troppo facili entusiasmi. Considerando che il più delle volte egli non è provvisto di sufficienti conoscenze tecniche, occorre ammettere che la sua convinzione relativa al fatto che un microfono quanto più è costoso tanto più è sensibile, è un errore assai comune.

Si tenga presente che un microfono di buona qualità e quindi di prezzo piuttosto elevato, presenta due fondamentali caratteristiche: in primo luogo un responso in frequenza piatto ed uniforme ed in secondo luogo una risposta su di una più vasta banda dello spettro delle frequenze audio. Naturalmente non va trascurata una esecuzione costruttiva più accurata e l'impiego di materiali di prima qualità.

Il fattore sensibilità è quindi totalmente trascurato fra gli elementi di giudizio per la scelta di un buon microfono. Infatti quanto migliore è la linearità ed il responso in frequenza di un microfono tanto minore sarà la sua tensione di uscita. Conseguentemente si può affermare che un microfono di tipo economico sarà, in linea di massima, assia più sensibile di un microfono di tipo più costoso.

Ciò non esclude naturalmente che anche il fattore sensibilità non giuochi un ruolo importante nella scelta di un microfono. Le precedenti considerazioni vogliono però porre in evidenza che fra le qualità di un microfono di classe, la sensibilità occupa senz'altro una posizione secondaria nei confronti della linearità di risposta e della larghezza di banda.

Fra le qualità, diremo così secondarie, che pur tuttavia costituiscono fondamentali elementi di giudizio per la scelta di un microfono di buona qualità, vi sono la robustezza meccanica, l'insensibilità alle sollecitazioni meccaniche ed alle vibrazioni e la resistenza alle variazioni di temperatura ed all'umidità. Non si deve inoltre dimenticare che

(*) di JEFFERY GRANT, recensione da TAPE *Recording* marzo 1963, pag. 21.

tanto minori saranno le dimensioni e l'ingombro del microfono, tando più facile e comodo sarà il suo impiego e la sua possibilità di dislocazione.
È noto che qualsiasi apparecchiatura per Bassa Frequenza, nel nostro caso particolare un registratore a nastro, non può riprodurre i suoni con una fedeltà superiore a quella consentita dal microfono che viene utilizzato. Ciò significa, in altre parole, che il microfono è il punto di partenza per un processo di registrazione su nastro magnetico.
Come abbiamo precedentemente riferito, una risposta su di una vasta banda di frequenze, comprensiva cioè delle note più basse e di quelle più alte dello spettro audibile, è senza dubbio una delle fondamentali qualità che deve presentare un microfono di classe. Tuttavia il concetto di alta fedeltà è assai più legato alla uniformità e linearità di risposta su una determinata banda di audiofrequenze che non all'ampiezza ed alla estensione della medesima.

Spesso infatti in microfoni di bassa qualità si determinano dei picchi di risonanza. Tale non uniformità di risposta entro la banda passante di sensibilità del microfono, si manifesta con la produzione a certe frequenze di segnali elettrici assai più intensi rispetto ad altre frequenze, pur rimanendo costante l'intensità della sorgente sonora. Questo fenomeno che si rivela sulla curva di risposta con la presenza di insellamenti e di picchi, causerà una riproduzione dei canali falsata ed innaturale.

Per quanto riguarda l'impiego in unione ad un registratore a nastro magnetico, sono consigliabili, in funzione di particolari condizioni di impiego e di esigenze di riproduzione, cinque tipi fondamentali di microfoni, classificati come segue: a cristallo, a riluttanza variabile, dinamico, a nastro (talvolta chiamato a velocità) ed a condensatore.

Ciascuno di questi tipi assolve ad una funzione distinta e separata e presenta vantaggi e svantaggi nei confronti dei rimanenti.

Può essere interessante notare che il microfono a carbone, non incluso nel precedente elenco, è forse uno dei tipi di microfono più ampiamente diffusi nel mondo. Ancor oggi ogni apparecchio telefonico contiene una capsula microfonica a carbone e, fino a non molti anni fa, il microfono a carbone era ampiamente usato nelle stazioni di radiodiffusione. Esso tuttavia presenta un pessimo responso di frequenza ed è assolutamente sconsigliabile per registrazioni su nastro magnetico in quanto le sue caratteristiche di frequenza variano da giorno a giorno in dipendenza alla posizione dei granuli di carbone che ne costituiscono l'elemento fondamentale.

I registratori a nastro di tipo medio sono normalmente equipaggiati o con un microfono a cristallo o con microfono a riluttanza variabile. Dei due tipi, quello a cristallo è indubbiamente il più comune, sebbene anche quello a riluttanza variabile stia acquistando in popolarità, in relazione alla circostanza che molti fabbricanti di registratori a nastro ne fanno normale dotazione dei propri apparecchi. Di costo relativamente basso e disponibile in varie gradazioni qualitative, il microfono a cristallo possiede normalmente una banda di frequenza compresa fra i 100 e gli 8.000 Hz (gamma della voce umana).

Basando il suo funzionamento sulle proprietà piezoelettriche di alcuni tipi di cristalli, esso è particolarmente sensibile agli effetti negativi dovuti alle elevate temperature ed alle variazioni di umidità. Quantunque discretamente robusto dal punto di vista meccanico, può essere facilmente danneggiato a seguito di urti e di vibrazioni.

Un vantaggio indiscutibile del microfono a cristallo è quello relativo alla sua elevata sensibilità senz'altro superiore a qualsiasi altro tipo di trasduttore elettroacustico.

Il microfono a riluttanza variabile presenta nei confronti di quello a cristallo, numerosi e sensibili vantaggi. È infatti praticamente insensibile alla temperatura ed alla umidità, presenta una maggiore resistenza alla sollecitazioni meccaniche e garantisce un responso in frequenza certamente migliore.

In un microfono dinamico, la tensione di uscita è dovuta al movimento di un conduttore in un campo magnetico. La robustezza meccanica, l'insensibilità alle sollecitazioni violente e l'inalterabilità di funzionamento anche in presenza di variazioni sensibili di temperatura e di umidità, ne fanno un dispositivo generalmente di alta qualità.

Il principio di funzionamento del microfono a nastro, altrimenti detto a velocità, è notevolmente dissimile da quello degli altri tipi precedentemente richiamati. Mentre infatti sia il microfono a cristallo, quello a riluttanza variabile e quello dinamico basano il proprio funzionamento sulle variazioni di pressione provocate da un'onda sonora, il microfono a nastro è sensibile alla velocità delle particelle contenute in un'onda sonora. Impiegato quasi esclusivamente per applicazioni professionali, sebbene non risenta degli effetti negativi dovuti alla temperatura ed alla umidità, è facilmente danneggiabile a seguito di vibrazioni meccaniche, scosse o correnti d'aria troppo intense; il suo costo è sensibilmente elevato.

Per concludere queste brevi note su di un argomento così delicato come quello della selezione, non ci resta che affermare che ciascun tipo di microfono assolve singolarmente a funzioni distinte e separate presentando dei vantaggi e degli svantaggi. Una scelta felice sarà sempre quella determinata dall'esigenza di risolvere un problema specifico e delimitato.

A.

dott. ing. Antonio Contoni

Ancora una parola sugli altoparlanti multipli*

La caduta naturale della risposta alle frequenze sopra i 4.500 Hz e sotto i 200 Hz, più la risposta piatta fra questi limiti di frequenza, rende questo allineamento in serie-parallele di 12 alto parlanti prezioso come altoparlante delle note centrali con un circuito di incrocio ridotto al minimo.

Il NOVAK ha discusso con un certo dettaglio il funzionamento di un allineamento serie parallelo di 32 altoparlanti composto con unità da 15 cm di tipo economico, in confronto coi complessi convenzionali di altoparlanti disponibili in commercio di costo generale dello stesso ordine di grandezza. Egli ha concluso, e sta bene così, che come sistema per l'intera gamma acustica le virtù dell'allineamento di molti altoparlanti sono state eccessivamente stimate. I suoi punti più importanti sono: 1) la risposta alle alte frequenze viene compromessa; 2) la risposta è aspra nel campo da 1000 a 3000 Hz; 3) la risposta alle basse frequenze è assai scarsa; 4) il diagramma polare non è soddisfacente (se il sistema di altoparlanti è montato orizzontalmente). Sebbene il Novak abbia dimostrato in modo convincente questi punti col conforto di dati precisi, vi sono alcuni fatti tuttavia non indagati, che si sono manifestati ad alcuno di noi, che ha vissuto lungamente fra questi complessi e che li ha assoggettati a varie prove.

1. - OSSERVAZIONI PRELIMINARI

Il primo sistema di altoparlanti è stato costruito da un gruppo di studiosi e ingegneri a Los Alamos dove si erano radunati ivi richiamati dai primi articoli sull'argomento. Questo sistema era sostanzialmente identico all'allineamento di 28 altoparlanti descritto dal Mahler (2111 Lead SE, Albuquerque, New Messico). Sebbene l'apparato suonasse in modo molto gradevole, l'esame della risposta con un disco di prova (e in seguito con un'apparecchiatura più elaborata) ha mostrato che la risposta era piatta solo fino a 200 Hz e che a 100 Hz diveniva decisamente debole, senza un suono praticamente utilizzabile molto al di sotto di questa frequenza. Pure la risposta alle alte frequenze cadeva rapidamente sopra i 4.500 Hz (senza tweeter) e la curva di risposta era molto frastagliata sopra i 1500 Hz. Questi risultati confermavano in sostanza quelli già ricavati dal Novak Ora, sarebbe intuitivamente ovvio a ognuno che sarebbe pensabile che le alte frequenze cadessero in questo modo. L'Olson ha dimostrato che un generico radiatore a cono comincia a tagliare sopra i 6000 o 7000 Hz (a motivo principalmente della massa del cono). Perciò un allineamento di tali unità deve tagliare alquanto prima, perché la distanza fra gli altoparlanti comincia ad avvicinarsi alla lunghezza d'onda del suono a circa 2500-3000 Hz e quindi si verifica la cancellazione. Infine il comportamento alle basse frequenze è un altro problema considerevolmente più complesso.

2. - PROVE

La maggior parte dei dati, se non tutti relativi ad altoparlanti multipli sono stati ricavati su allineamenti serie-parallelo di dimensioni diverse. Ora, sarebbe anche evidente, con un piccolo ragionamento, che un simile allineamento dovrebbe essere connesso in *parallelo-serie*, affinché gli altoparlanti possano « vedersi » a vicenda ed esercitare un certo smorzamento. L'allineamento di 28 altoparlanti (in realtà fatto di 22 altoparlanti da 15 cm di diametro) descritto sopra è stato ricablato in questo modo, e ne sono risultati due immediati risultati; primo, almeno 5 dB si sono guadagnati in corrispondenza del massimo alla frequenza di risonanza del sistema, e secondo, si è notata una risposta notevolmente più piatta al di sopra dei 1000 Hz ($\pm$ 4 dB).

Si è deciso perciò di costruire un allineamento notevolmente più rifinito.

(*) Di JOHN W. WARD, tradotto da *Audio*, dicembre 1962, pag. 19.

Fig. 1 - Particolari del montaggio degli altoparlanti e della costruzione del contenitore per un allineamento di 3 × 4 altoparlanti.

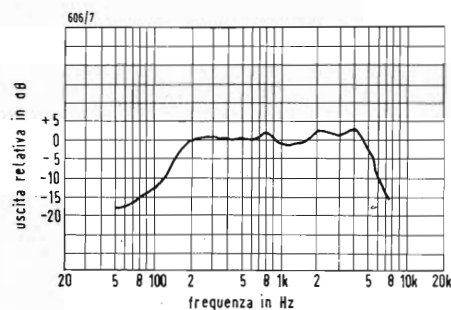
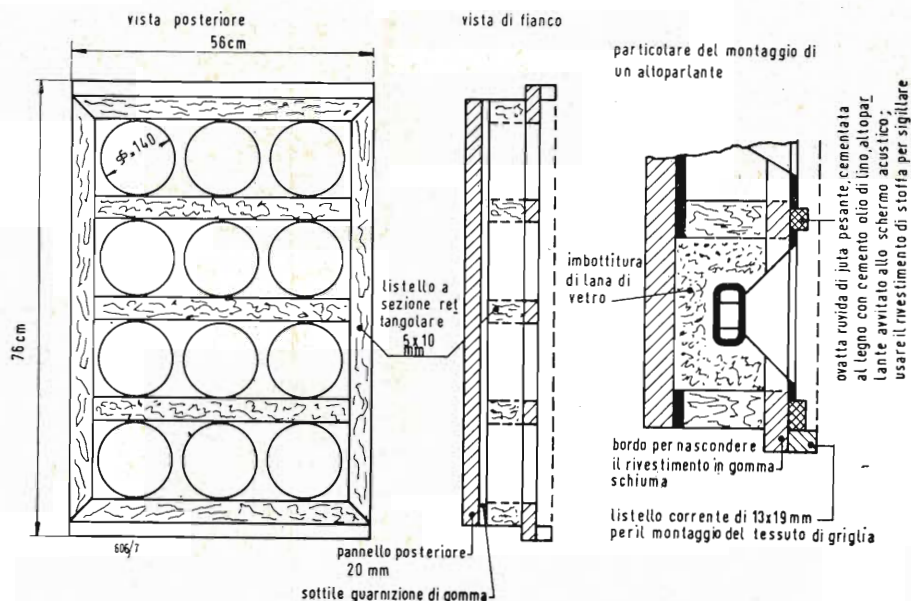



Fig. 2 - Risposta in frequenza di un sistema chiuso posteriormente.

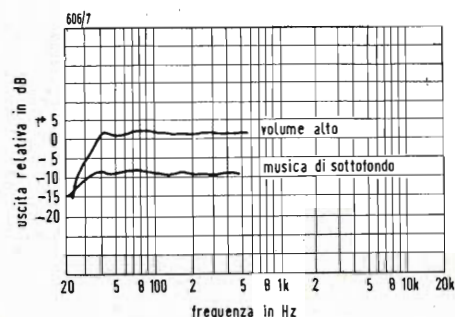



Fig. 3 - Risposta in frequenza di un sistema in un mobile molto ampio.

Questo sistema consisteva in un allineamento di 3 × 8 = 24 altoparlant- con magnete di 3,16 once. Questi altoparlanti di più alta qualità sono stati acquistati a circa 2 dollari ciascuno dopo aver esaminato accuratamente i costi degli altoparlanti. Se ne sono acquistati di molte marche diverse e si è misurata la frequenza di risonanza di ciascuno altoparlante. Gli altoparlanti sono stati poi selezionati in modo che in ciascun gruppo di tre (connessi in parallelo) vi fossero tre frequenze di risonanza decisamente diverse, come per es. 86, 97 e 111 Hz. Ciascun gruppo di tre è stato poi messo in serie col consecutivo, costituendo un'impedenza totale di circa 8 Ω. Questi altoparlanti sono stati montati in uno schermo acustico di compensato di 19 mm, di dimensioni 56 × 152 cm, che era avvitato e incollato a un quadro di sezione 5 × 10 cm, con ogni gruppo di tre altoparlanti isolato da un separatore trasversale di 5 × 10 cm. Così, col lato posteriore chiuso, ciascun gruppo di tre altoparlanti veniva effettivamente installato in una piccola cassetta, che si era riempita di lana di vetro. La parete frontale dello schermo acustico era ricoperta di un rivestimento di iuta pesante; gli altoparlanti venivano montati esternamente. Così si sono minimizzate le riflessioni dell'onda emergente dal contorno del pannello e si sono eliminate le rifrazioni, che normalmente si verificano al bordo del foro per il montaggio dell'altoparlante. Dettagli del montaggio e della costruzione sono dati in fig. 1.

La risposta in frequenza del sistema a dorso chiuso (misurata sull'asse, sospeso a 3 metri dal pavimento) è visibile in fig. 2.

L'apparecchiatura usata per queste prove e per quelle successive era la seguente: microfono a condensatore Altec 21D, oscillatore audio Hewlett-Packard modello 200C, voltmetro audio Hewlett-Packard modello 400C, oscilloscopio Heat-Kit Modello OM-3 e un amplificatore di potenza Knight KN-85. Questa curva di risposta nel complesso corrisponde a quella trovata dal Novak, salvo che l'estremo delle alte frequenze è molto più piatto e non si è trovata una reale gobba alla frequenza di risonanza. Noi attribuiamo questi miglioramenti al montaggio in parallelo-serie e alla selezione degli altoparlanti relativamente alle loro frequenze di risonanza. Non si può agevolmente valutare in quale misura la generale più alta qualità di questi altoparlanti e il magnete più pesante concorrano a raggiungere questo risultato. Il sistema si comporta come deve uno schermo acustico chiuso, cadendo a circa 12 dB/ottava sotto l'apparente frequenza di risonanza (circa 200 Hz). I tentativi di esaltare i bassi di questo sistema hanno provocato un avvertibile confusione sotto gli 85 Hz. Ciò è stato controllato con le figure di Lissajous sull'oscillografo e il massimo è stato portato appena sopra 90 Hz.

Poi, si è tolto il pannello posteriore dell'allineamento e si è posto lo schermo acustico nel vano della porta di una casetta esterna di 3 × 3 × 2,4 metri. La risposta in frequenza (trascurando le punte dovute alle riflessioni del conte-

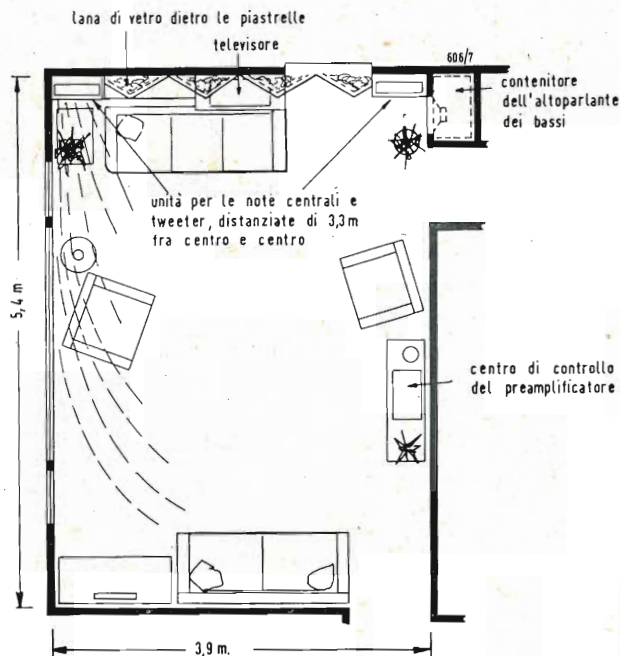



Fig. 4 - Pianta della stanza di audizione.

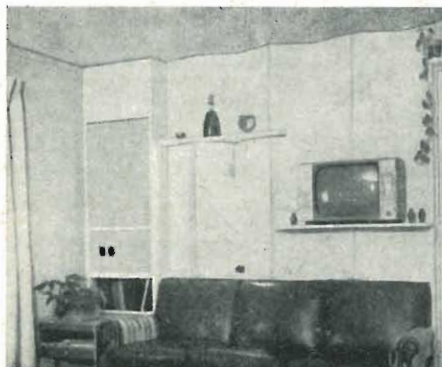



Fig. 5 - Fotografia della parete musicale

nitore) è mostrata in fig. 3. Si sono così avuti bassi netti a livelli di volume ragionevoli (tipici degli amatori audio!) a 50 Hz. Questo è spiegabile solo col fenomeno di accoppiamento che è stato proposto e discusso da vari autori. La risposta risaliva leggermente a 45 Hz indicando una risonanza.

A questa frequenza l'onda sinoidale di uscita vista sull'oscilloscopio cominciava a mostrare una zona confusa; i 24 coni si muovevano vigorosamente per dare un segnale intenso. Sotto i 45 Hz la risposta cadeva molto rapidamente e i tentativi di aumentare l'uscita in questa regione producevano dapprima distorsione e poi rauchi scoppi. Ai livelli della « musica di sottofondo » la risposta sotto i 45 Hz cadeva meno precipitosamente, come mostrato pure in fig. 3.

L'allineamento è stato poi montato al posto della porta di un vasto gabinetto (circa 27 m³), e se si può fare veramente astrazione dalle risonanze dell'ambiente a queste basse frequenze, la funzionalità ai bassi sembrava quasi altrettanto buona di quella osservata all'esterno. Si deve ricordare a questo punto che il proprietario dell'allineamento originale (28 altoparlanti), dopo aver visto questi risultati, ha aggiunto volume dietro al suo pannello altoparlanti per un totale di 2,7 m³ ed ha ottenuto anche lui utili bassi a 50 Hz.

Sebbene abbia notato una leggera caduta al massimo di 5 dB fra i 200 e i 50 Hz, con questo sistema. Pure, il suo apparato non potrebbe trattare tanta potenza di bassa frequenza, quanto l'allineamento di 24 altoparlanti con altoparlanti aventi magnete piú grossi.

Può essere bene a questo punto elencare le principali conclusioni di queste prove:

1) è interessante almeno accademicamente che, sotto opportune condizioni, si verifichi il fenomeno dell'accoppiamento delle basse frequenze. Il prerequisito fondamentale è una bassa frequenza di risonanza abbastanza evidente, in modo che l'accoppiamento può aver luogo. Allora come si è dimostrato, è necessario un *grande volume dello schermo acustico*, ulteriormente coadiuvato da altoparlanti di frequenza di risonanza naturale bassa e con grossi magneti. La frequenza di risonanza media degli altoparlanti nell'allineamento 3 × 8 era almeno 40 Hz più bassa di quella degli altoparlanti economici usati nel primo sistema sperimentato;

2) montando l'allineamento in paralleo-serie, si è ottenuto una risposta molto piatta per il modello chiuso posteriormente nel campo da 200 a 4.500 Hz. Il contributo (in questo campo di frequenze) del magnete piú grosso e/o della qualità generalmente migliore, è difficile da stimare.

3) anche se si verifica il fenomeno dell'accoppiamento, l'allineamento 3 × 8 è buono fino a soli 50 Hz, figura questa raggiunta da vari complessi piú piccoli e piú semplici. Forse un allineamento di 4 × 6 sarebbe piú efficiente, ma in generale, pare che sarebbero necessari *molto* di più di 24 altoparlanti da 15 cm di alta qualità per realizzare la risposta a 20 Hz. Perciò sembrerebbe che per fabbricare un sistema di altoparlanti

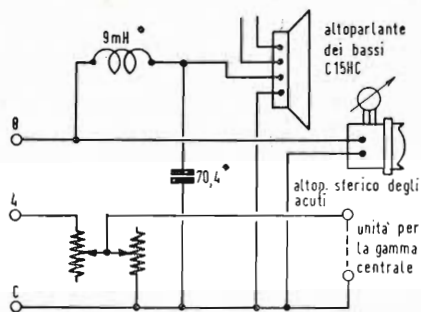
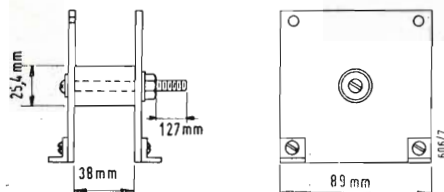



Fig. 6 - Schema elettrico e particolari costruttivi del circuito filtro di incrocio.

CARATTERISTICHE:
Frequenza di incrocio: 200 Hz
Taglio del filtro: 12 dB/ottava
VALORI DELLA BOBINA:
Induttanza: 9,0 mH
Filo: rame smaltato cal. 18
Avvolgimento: 620 spire ammassate
ROCCHETTO. — Fiancate in masonite di 3,2 mm; distanziatore forato in legno di 25 mm; bullone di ottone, diametro 8 mm, lunghezza 64 mm, nel montaggio è ben fare un foro con un trapano a mano in una fiancata, poi infilare il bullone sporgente nel mandrino.
VALORI DI CAPACITÀ:
Capacità: 70,4 μF
OSSERVAZIONE. — Preparare un valore di capacità quasi uguale al valore totale con condensatori elettrici collegati per i reofori negativi posteriori, poi completare con piccoli condensatori non elettrolitici fino al valore totale preciso.

multipli veramente buono su tutta la gamma acustica, i requisiti siano:

1) *molti* buoni altoparlanti; 2) apparecchiature di prova; 3) *grande* volume della schermo acustico (o un gabinetto fra l'ambiente del montaggio ecc.);

4) un buon tweeter.

Ciò rappresenta una proposta costosa, ingombrante, che fa perder tempo, e tutto questo non è proprio un pregio! La risposta polare di un allineamento anche più grande sarebbe molto scarsa.

3. - L'ALLINEAMENTO MULTIPLO COME UNITÀ PER LE NOTE CENTRALI

Si è notato sopra che l'allineamento 3 × 8 dava una risposta molto piatta nel campo da 2000 a 4.500 Hz. Abbiamo diviso questo pannello in due allineamenti identici di 3 × 4 (per stereo). A ciascuno è stato aggiunto (ma sopra un pannello separato fortemente imbottito) uno dei nuovi tweeter « Sphericon » T202 University a larga dispersione. Queste unità combinate sono state chiamate *A-B*, provate e confrontate con molti sistemi pregiati di alta fedeltà (comprese piccole cassette saldate, cassette con porta, reflex e sistemi di tipo tromba). Con materiale di programma con molti difficili transitori (chitarra, percussione, martelletti e simili) la differenza è molto evidente. È nostra convinzione che l'allineamento possa seguire il vero segnale di entrata, nel campo intermedio di frequenze, a un grado di precisione non possibile con un'unità convenzionale.

Anche la distorsione diviene, naturalmente, molto minore suddividendo il segnale tra molti altoparlanti, fatto questo già discusso nei primi articoli sull'argomento.

Facciamo ora un elenco dei vantaggi che l'allineamento multiplo parallelo serie in uno schermo acustico chiuso, offre come unità centrale, specialmente per stereo: 1) eccellente risposta ai transitori; 2) distorsione molto bassa; 3) schermo acustico sottile e piccolo, adatto per montaggio a muro di poca consistenza; 4) sorgente sonora estesa; 5) caduta naturale della risposta alle alte frequenze, che rende molto semplice l'aggiunta di un tweeter; 6) caduta naturale della risposta sotto i 200 Hz (12 dB/ottava) che elimina la necessità di una complessa rete di incrocio associata all'altoparlante delle note centrali, conservando così la risposta ai transitori, che può essere compromessa da un'induttanza. Si è fatto l'incrocio sopra 200 Hz con un comune sistema per i bassi, usando un woofer University C15HC di 38 cm a doppia bobina mobile di alta cedevolezza, e filtri a mezza sezione (12 dB/ottava) davanti al woofer. Poiché il tweeter University comincia a lavorare a 3 kHz, si è aggiunto un condensatore da 2μF per portare il punto di incrocio alle alte frequenze al punto 3 dB dell'altoparlante della gamma centrale. Vi sono naturalmente adattatori a L associati sia col tweeter (incorporato), sia coll'unità mediana.

Si ha perciò un sistema di altoparlanti a radiatori diretti da circa 30 Hz in su e la risposta effettivamente misurata di questo impianto completo è entro ± 3 dB da 21 Hz a 22,4 kHz. Naturalmente tale risposta non può essere ottenuta in una camera media di abitazione, ma è un complesso impressionante sia auditivamente, sia sulla carta.

Il costo totale di tutte le unità di altoparlanti e dei componenti i filtri di incrocio, è leggermente sotto i 200 dollari.

Voglio ammettere francamente che se uno da valore alle innumerevoli ore, « al sangue, al sudore e alle lagrime » ecc., che gli è costato il venire a capire come funzionano queste cose, il sistema è senza prezzo.

4. - INSTALLAZIONI IN UNA PARETE MUSICALE

Come detto sopra, l'unità per le note centrali, in virtú della sua stretta sezione trasversale, è l'ideale per il montaggio a parete. Queste unità sono installate in un « muro musicale » in casa dell'autore, come mostrato nella fotografia di fig. 5.

I pannelli acustici dei tweeter sono collocati direttamente sotto gli altoparlanti della gamma centrale insieme coi regolatori a L. I pannelli dei twweter sono rivestiti con fibra di vetro di 20 mm circa. Fra le due unità di altoparlanti vi è una parete decorativa fatta di piastrelle acustiche. Le piastrelle sono montate con una disposizione a dente di sega e lo spazio dietro di esse è riempito di lana di vetro. Il ricevitore di televisione, montato centralmente su un ripiano a mensola, può essere azionato attraverso l'impianto. Il suono del televisore è prelevato dall'estremo alto del controllo di volume e portato sul preamplificatore per mezzo di due piccoli trasformatori di alta fedeltà adattatori di impedenza. Alcuni dettagli dell'ambiente sono indicati nelle figure 4 e 5.

Sebbene la costruzione colla parete a dente di sega sia spesso usata in speciali camera acustiche, si sospetta che in questa applicazione l'effetto sia essenzialmente decorativo. Infatti la costruzione a tegole e fibra di vetro ha un effetto notevole sulle onde stazionarie in generale, ma specialmente alle basse frequenze e nella gamma da 150 a 400 Hz queste onde diminuiscono rapidamente in intensità. Sopra i 500 Hz

l'ambiente è molto « nitido » quantunque ragionevolmente vivo; le frequenze molto alte vengono fuori con una chiarezza particolarmente buona. Le pareti laterali sono deliberamente lasciate grezze, secondo l'idea che il suono stereo possa « dilavare » queste pareti e diffondersi nella sala, come indicato in fig. 4. Le unità delle note centrali risultano isolate dalla costruzione per il fatto che sono collocate nello spazio assegnato a contatto con una sostanza di lana vetrosa adattatrice, che la circonda dall'alto in basso (v. particolari in fig. 1). Poiché gli schermi acustici degli altoparlanti e il muro fra essi sono ricoperti di materiale assorbente acustico la maggior parte dei suoni di frequenze centrali ed alte che si odono, devono emanare dagli altoparlanti o dalle riflessioni sulle pareti laterali, senza sostanziali riflessioni delle onde emananti dal muro sorgente del suono.

Il woofer è montato in un contenitore di 0,37 m³ in un'insenatura sul lato destro della stanza. Questo mobile è fatto di legno compensato di 19 mm e notevolmente rinforzato. L'intero interno è ricoperto con uno strato incollato sopra di un rivestimento ruvido, e poi ulteriormente ricoperto con fibra di vetro di 76 mm. Dato il grande volume, si può adottare una finestra di 76 × 101 mm (lunghezza del condotto 19 mm). I filtri a mezza cellula usati con questo woofer sono stati costruiti usando i valori dedotti da un libro sugli incroci del Tremaine. I valori per un incrocio a 200 Hz chiuso su un'impedenza di 8 Ω, i particolari costruttivi e i circuiti dell'intero impianto sono dati nelle figure 6 e 7.

L'effetto stereo è assai spiccato. Tutta la zona di ascolto della stanza fornisce un buono stereo; non si può sempre localizzare il suono proveniente da un altoparlante o dall'altro. Piuttosto l'effetto totale è quello di un vasto auditorium, e quando ci si muove avanti e indietro nella stanza, si ha la sensazione di spostarsi da un lato all'altro di una sala da concerto. Penso che questa sensazione di spaziosità e di realismo sia dovuta a tre fattori: 1) l'addobbo del locale di ascolto; 2) la sorgente estesa rappresentata dalle unità della gamma centrale; 3) i tweeter a sorgente puntiforme a larga dispersione.

Un grande numero di fabbricanti ora adotta questo tipo di tweeter, che per l'assenza di risonanze, larga risposta in frequenza, eccellenti dispersione, piccola potenza di alimentazione, e costo modesto, sono difficili da battere. Quando si usano con l'unità centrale multialtoparlanti, si ottiene un eccellente trasduttore del suono.

Sono pure a lodare il woofer a lunga gola, di rendimento moderato, di 38 cm, montato in un mobile correttamente calcolato e provvisto di condotto

Il Novak ha discusso in dettaglio la teoria e i principii di funzionamento di questo tipo di impianto. Un forte gruppo di costruttori usa tali altoparlanti, l'University essendo particolarmente adatto per lo stereo, a motivo della sua caratteristica doppia bobina fonica.

Fig. 7 - Montaggio in parallelo-serie dell'allineamento.

5. - CONCLUSIONE E RACCOMANDAZIONI

Sebbene non accettabile come complesso per l'intera gamma acustica, l'allineamento di molti altoparlanti è un riproduttore estremamente fine delle vitali frequenze centrali. Di speciale interesse è l'eliminazione di complicati e costosi circuiti di incrocio.

Per coloro che considerassero l'eventualità di costruirsi simili unità, si suggerisce ripetutamente di dedicare molto tempo a misurare e adattare gli altoparlanti come messo in evidenza sopra, prima di fare il collegamento in *parallelo-serie*. Si pensa che la mancanza di apparecchiature di prova e/o delle conoscenze necessarie, possa rendere queste tecniche inadeguate a molti artigiani.

Si suggerisce di acquistare vari tipi di altoparlanti e di collegarli confidando nella sorte benigna.

A coloro che possono aver fabbricato complessi di altoparlanti multipli e non sono soddisfatti di essi, si raccomanderebbe naturalmente di dividerli fuori in unità per la gamma centrale, e di aggiungere un buon woofer e un buon tweeter. Ritengo che i risultati ben valgano la fatica.

6. - BIBLIOGRAFIA

I. G. NOVAK, «Performance of series-parallel speaker arrays» - *Audio* settembre 1961.

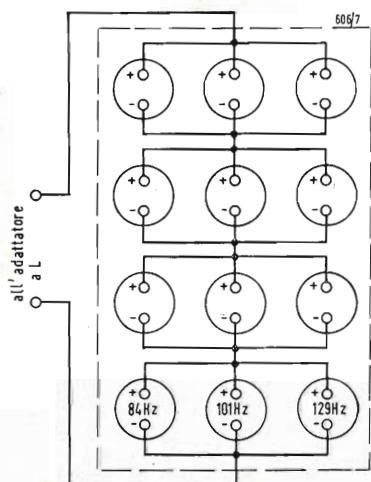
C. F. MAHLER, JR., « The series-parallel Speaker array », Audio, Novembre 1960.

H. F. OLSON, « Elementary of acoustical engineering » D. Van Nostrand Co., Inc. New York, pag. 142, 1957.

J. WOLFF, L. MALTER, « Sound radiation from a System of vibrating circular diafragms », Phys. Rev. 33, 1061, 1929.

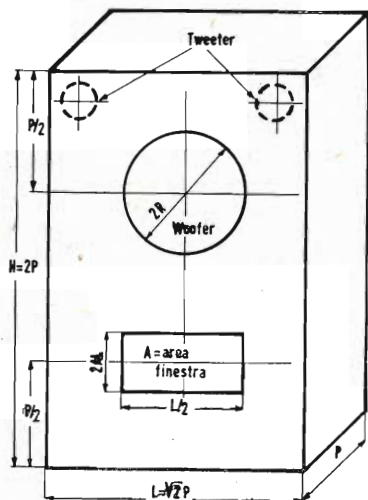
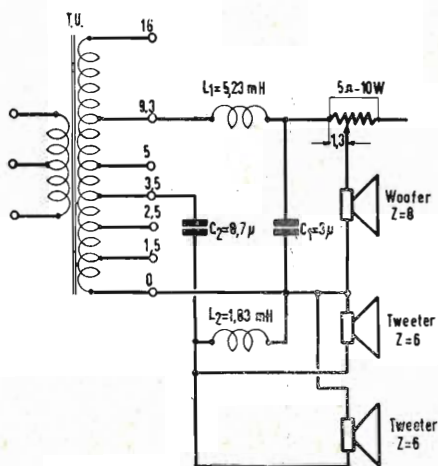
R. L. PRITCHARD, « Mutual acoustic impedance between radiators in an infinite rigid plane » J. Acoustic Soc. Am. 32, nº 6, 730, 1960.

H. M. TREMAINE, « All about crossover networks » Howard W. Sams e Co. Inc, New York, 1960.

J. F. NOVAK, « Performance of Enclosures for low-resonance high-compliance Loudspeakers », J.A.E.S., nº 1, 29, 1959.

A.

a colloquio coi lettori

*0504 – **Sig. Roberto Bossetti – Novara.***

D. Si può ottenere un buon complesso alta fedeltà con un apparecchio radio (13 valvole stereo 5 + 5 watt) tipo Freiburg, della SABA applicando altoparlanti esterni Axiom 80 (25 cm)?
Se no, quali caratteristiche inferiori ha l'amplificatore di tale apparecchio rispetto ad altri?
Potreste voi pubblicarne lo schema, o da chi posso rivolgermi per averlo?

R. I complessi di alta fedeltà non sono da ritenersi professionali nel senso stretto; questo qualificativo è adatto a quegli apparecchi e strumenti che non vengono usati (se non eccezionalmente) dal pubblico, ma sono riservati alle Forze Armate o per dotare Laboratori di grandi industrie ecc. Gli impianti di a.f. sono invece destinati essenzialmente ai privati. Le qualità dei componenti tali impianti e le caratteristiche tecniche sono similari a quelle degli apparati per usi professionali; perciò essi sono ad un tempo apparecchi commerciali e professionali.
Con ottimi apparecchi radioriceventi è possibile fare dell'alta fedeltà. Nel caso del suo SABA la cosa è possibile con gli altoparlanti esterni, si può solo osservare che i 5 watt di potenza sono un poco scarsi.
I transitori fortissimi di un'orchestra con una dinamica di circa 100 dB, sollecitano fortemente amplificatori e altoparlanti. Se la potenza max. è di 5 W corrispondente a detti « fortissimi » indistorti, la potenza media della riproduzione orchestrale deve essere contenuta in circa 1,5 W, 2 al massimo, il che è un poco scarso.
Essendo però il suo ricevitore di tipo stereo, Le consigliamo di mettere in parallelo i due amplificatori di bassa frequenza in esso contenuti ed ottenere una riproduzione monofonica di 10 W massimi, che per un ambiente domestico possono già essere sufficienti.
Non disponiamo dello schema del Freiburg Saba; provi a rivolgersi al seguente indirizzo: SABA ITALIANA S.p.A., G. Baumberger, Via Privata Perugia n° 8 - Milano. (*a.f.*)

*0505 – **Sig. Claudio Frezzini – Roma.***

D. Mi accingo a realizzare un complesso bass-reflex e vorrei avere consigli circa la disposizione degli altoparlanti e i valori dei filtri L.C.
Dispongo di un amplificatore GELOSO con T.U. aventi le seguenti impedenze in uscita: 1,5-2,5-3,5-5-9,3-10Ω due tweeter 6 Ω, un woofer 8 Ω.

R. Nello schizzo di fig. 1 Le indichiamo la posizione del woofer e le proporzioni della cassa bass-reflex (senza condotto) in funzione del diametro del woofer (da Lei non comunicatoci). La profondità P, detto R il raggio utile in cm. del cono, si calcola con l'espressione: $P = \sqrt[3]{4550}\ R$; la larghezza è $L = \sqrt{2}\ P$, e l'altezza è $H = 2P$. I due tweeter, se di tipo circolare e di diametro inferiore ai cm. 10, possono essere installati sul pannello frontale nelle posizioni indicate dai due cerchi tratteggiati. Se i tweeter sono più ingombranti (rettangolari, a cellule, ecc.) o circolari, ma di diametro maggiore di 10 cm), è meglio disporli in due cassette chiuse da sovrapporre al cassone, ottenendosi così anche di poter orientare i tweeter, a tutto vantaggio della miglior diffusione e percezione delle alte frequenze.
L'area della finestra è circa 0,9 volte l'area del cono utile.

Fig. 1/0505

Fig. 2]0505

2) Il filtro crossover può essere del tipo indicato in fig. 2, dove i 2 tweeter disposti in parallelo possono essere collegati alla presa 3 Ω del secondario, attraverso ad un reostato regolabile a 1,3 Ω. (*a.f.*)

*0506 – **Sig. Mari Cherubino – Brescia***

D. Seguendo le formule per la costruzione di casse acustiche, da Voi pubblicate sulla rivista (luglio 1960) ho ottenuto due casse (per il mio complesso stereo) con le seguenti dimensioni: $H = 57{,}5$ cm; $P = 28{,}7$; $L = 40{,}6$, avendo il diametro del cono dell'altoparlante di 23 cm. Il volume che ne segue è di circa 67000 cm³ e, per un bass-reflex. La formula $V = 12.900\ R$ (cm³) del Rottingen è proprio rigorosa?
Sarebbe mio desiderio trasformare le due casse di cui sopra in due bass-reflex, completandole ciascuna di tweeter a compressione (Riem WT 15 W 16 Ω) con relativo filtro divisore. (Attualmente ho montato un altoparlante Goodmans 40-15000 $z = 15\,\Omega$, 10w *cono* = 23 cm per ogni cassa, il complesso stereo Geloso G.235-G236HF e il giradischi Lenco stereo professionale).
È possibile ottenere due bass-reflex?

R. Le sue casse acustiche sono troppo piccole per essere trasformate in bass-reflex; il loro volume corrisponde ad un cono di diametro di appena 11 cm.
L'espressione del Rottinger è giustificata dalla pratica ed anche se empirica non può sbagliare di molto; il rapporto maggiore di 2, fra il volume calcolato con detta espressione e quello delle sue casse, è eccessivo e la differenza non può essere colmata.
Rimangono allora le seguenti soluzioni:
1) Modificare, o meglio, rifare le casse per il bass-reflex secondo le formulette riportate a pag. 351 del N° 8 - 1961 di alta fedeltà.
2) Rinunciare al bass-reflex, aggiungere il tweeter Riem nelle attuali casse, ottenendosi un complesso tipo AR (salvo la sospensione pneumatica) o analogo al recente tipo Leak che in un volume presso a poco come il suo contiene un woofer da 33 cm, di diametro (cono metallico a sandwich) ed un tweeter affiancato con magnete di campo di circa 6 cm. di ∅. (*a.f.*)

*0507 – **Sig. Michele Algerino – Torino***

D. È mia intenzione costruirmi l'amplificatore ultralineare della Acrosound, che modifica il circuito Williamson con il suo trasformatore d'uscita TO300.
Per tale stadio di potenza vorrei costruirmi il preamplificatore della Heathkit denominato WA-P2. Premetto che il trasformatore di alimentazione che userei per alimentare tutto l'insieme (compreso un sintonizzatore) possiede, oltre i secondari B.T. un secondario A.T. 300 + 300 V. e uno 350 + 350 V 170 mA.
1) È possibile alimentare i due tubi KT66 con 350 V di anodica e i due 6SN7 con 300 V, oppure alimentare tutte quattro i tubi con 350 V, come indica lo schema elettrico dell'Amplificatore Williamson realizzato dalla Heathkit?
2) Per il KT66, qual'è la massima tensione applicabile alla griglia schermo?
3) La tensione d'uscita del preamplificatore WA-P2 è sufficientemente alta per pilotare a fondo lo stadio di potenza?

R. Entrambe le soluzioni prospettate sono possibili. Consigliamo di alimentare tutti i 4 tubi dell'amplificatore di potenza, con la

Prospettive nuove

(segue da pag. 529)

La tecnica della TV a colori ha ovviamente molti argomenti in comune con quella del bianco-nero attuale; vi è però tutto il settore della colorimetria inteso sia dal lato prettamente fisico e fisiologico del fenomeno, che dal lato elettronico della trasmissione-ricezione delle informazioni cromatiche, tutte questioni piuttosto complesse che richiedono uno studio attento ed impegnativo. Ma di questo problema dell'istruzione dei tecnici attuali, circa la televisione a colori ci occuperemo prossimamente. A.

tensione di + 350 volt, e di prelevare l'alimentazione anodica (300 volt, 10 mA) per l preamplificatore WA-P2 dall'alimentatore + 300 volt.

2) La massima tensione applicabile alla griglia schermo del tubo KT66 non dovrebbe superare i 270 V; tuttavia, regolando opportunamente la polarizzazione di griglia controllo, non mancano esempi di tensioni di schermo di 2 tubi in controfase fino a 400 V.

3) Il preamplificatore WA-P2 Heathkit può pilotare pienamente detto amplificatore di potenza. Infatti esso è stato studiato per pilotare l'amplificatore W-5M (25 W di uscita) composto, oltre che dal push-pull di KT66, da due 12AU7; quest'ultimo tipo di doppio triodo ha lo stesso coefficiente diamplificatore (circa 20) e circa la stessa conduttanza mutua (circa 300 μA/V) del doppio triodo 6SN7. (*a.f.*)

0508 – ***Sig. Mario De Petrillo – Ausonia (Frosinone)***

D. Vi prego di voler rispondere, ai seguenti quesiti riguardanti l'amplificatore AP30 descritto su *Alta Fedeltà.* (dic. 1959)

1) Quale sarà la distorsione armonica ed i intermodulazione dell'apparecchio?

2) I valori dei vari componenti (in particolare le resistenze di catodo delle EL34) sono esatti così come riportati nello schema elettrico di pag. 323?

3) La resistenza in serie alla griglia del tubo EF86 è di 47 kΩ come dallo schema o di 4,7 kΩ come risulta dal testo?

4) Come trasformatore di uscita potrà essere usato il tipo TO300 della Acrosound? O, in caso negativo, quale è consigliabile adottare? Nel listino Larir, per quel tipo di trasformatore è indicata una I max. di 150 mA. Tale valore si riferisce a ciascun ramo del primario?

5) Quale sarà l'assorbimento totale in mA delle due EL34 e quello dell'intero amplificatore — + AT — (valore anche approssimato)?

6) Consigliatemi un preamplificatore, completo di tutti i controlli, ingressi ed equalizzazioni, particolarmente adatto per essere usato in unione con l'amplificatore AP30.

R. 1) L'amplificatore in oggetto può dare 30 W con distorsione armonica inferiore al 2 % e distorsione di intermodulazione intorno all'1,5 %. Considerando che la potenza di 30 W è esuberantissima per un ambiente domestico, la distorsione armonica si ridurrà a circa la metà del valore su indicato. Si tratta quindi di un amplificatore che rientra largamente nella classe degli apparecchi di vera alta fedeltà.

2) Le resistenze di catodo dei tubi EL34 sono 470 Ω e non 470 kΩ; gli altri valori delle costanti circuitali appaiono corretti.

3) La resistenza in serie alla griglia del tubo EF86 deve essere 47 Ω come da schema.

4) Il TO-300 ammette la corrente max 150 mA totale, che è scarsa per il sistema controfase di EL34 in circuito ultralineare (la corrente degli schermi percorre il primario). È prudenziale adottare il trasformatore di uscita Acrosound TO-330 che ammette 300 mA e presenta l'impedenza primaria tra placca e placca di 3.300 Ω più appropriata alle condizioni di lavoro dei tubi EL34 nel circuito dell'AP-30.

5) I due tubi EL34 in classe *A-B* con 400 V di placca e circa 375 V di schermo consumano circa 2 (90 + 23) = 226 mA. Il resto dell'amplificatore (EF86 + ECC83) consuma solo 5 mA. Dunque la corrente totale si aggira sui 230 mA.

6) Consigliamo il preamplificatore Heath pubblicato nel n° 5 del 1958 pag. 123/125 di *alta fedeltà*. La descrizione fatta dall'Ing. Simonini può dirsi completa, quindi Ella non dovrebbe incontrare difficoltà per la realizzazione del preamplificatore in oggetto. (*a.f.*)

0509 – ***Sig. G. Norrito – Savona***

D. Riferendomi al voltmetro elettronico Mod AV-3 Heathit desidererei sapere il valore della tensione anodica nei punti *A* e *B* di detto schema oppure il valore della *CA* di alimentazione. Similmente, desidererei il valore della *CA* nell'avvolgimento *AT* del trasformatore di alimentazione dell'Audio Generatore della Heathkit mod. AG8 nonché il tipo di lampadina usata nel circuito catodico del triodo 6SJ7 di detto generatore. Come terzo quesito desidererei sapere se il valore di R_{aa} per il trasformatore di uscita dell'amplificatore LL-10 è proprio 3800 Ω.

Vogliate infine dirmi a chi mi devo rivolgere per avere valvole selezionate per apparecchi ad alta fedeltà tipo quelle della Mullard o della Amperex.

R. Le tensioni del voltmetro AV-3 Heath sono le seguenti:

punto *A*: 120 volt c.c.; punto *B*: 130 volt c.c.

Tensione alternata al secondario di alimentazione del raddrizzatore: 120 V_{eff}, 50 Hz.

La lampadina spia è una normale lampadina 6 V, 3 W. Il consumo si aggira sui 50 mAc.c.

2) Le tensioni di alimentazione dell'audio generator AG-8 Heath sono le seguenti:

B + : 230 Vc.c.; 50 — 60 mAc.c.

Tensione raddrizzata sul catodo della raddrizzatrice 6*X*5 : 230 c.c.

Tensione alternata di alimentazione delle placche della 6*X*5: 2 × 230 V_{eff}, 50 Hz.

La lampadina sul catodo del primo tubo 6SJ7 è da 120 V, 3 W; normalmente tale lampadina non risulta visibilmente accesa; essa si illuminerà solo in particolari istanti.

La lampadina spia al secondario di accensione è una comune lampadina di 6 V c.a., 3 W.

3) Il valore di 3.800 Ω della resistenza R_{aa} (anodo-anodo), per il sistema controfase di EL34 in classe *B* con 350 V c.c. di alimentazione anodica varia a seconda delle prese sul primario per l'alimentazione degli schermi; esso può variare pertanto da 3,5 Ω a 6,6 Ω, i valori più alti competono alle prese più vicine agli anodi; cioè R_{aa} dipende essenzialmente dal trasformatore di uscita nel montaggio ultralineare.

4) Non conosciamo fornitori di valvole selezionate. La cernita può essere fatta solo con una prova valevole e con la compiacenza di un rivenditore che metta a disposizione un certo numero di valvole. La scelta è possibile in genere solo nei laboratori dove si disponga di una notevole quantità di valvole dello stesso tipo. (*a.f.*)

0510 ***Sigg. Montavani G. – Perugia; Bardelli C. – Livorno.***

D. Si richiedono alcuni schemi relativi le applicazioni fotoelettriche.

R. Il quesito del Sig. Mantovani non è troppo chiaro, ad ogni modo rispondendo al Sig. Bardelli, pubblichiamo alcuni schemi che riteniamo lo possano interessare. In figura 1 è riportato lo schema di un relé nel quale si

Fig. 1/0510

Fig. 2/0510

Fig. 3/0510

fa uso di una cellula fotoelettrica e di un thyratron.
Questo circuito è utilizzabile solo nel caso in cui sia possibile effettuare l'alimentazione tramite la rete elettrica, ed è consigliabile qualora il segnale presente sulla fotocellula sia troppo debole per fare funzionare direttamente un relé.
In funzionamento di tale circuito avviene nel seguente modo: qualora la cellula non sia esposta alla luce, nessuna corrente circola nella resistenza R_1. La tensione di griglia controllo del thyratron PL5727 (PHILIPS) è in questo caso determinata soltanto dalla tensione prelevata sul potenziometro R_3. Questa tensione è in opposizione di fase con la tensione dell'anodo ed è regolata in modo, (tramite R_3) che in tali condizioni il thyratron non inneschi. Se la cellula fotoelettrica è sottopposta all'azione della luce, una caduta di tensione si produce sul relé; la griglia controllo del thyratron diventa maggiormente positiva ed il tubo si innesca mettendo in azione il relè stesso.
Il relè deve essere shuntato dal condensatore C_2. La resistenza R_6 serve a limitare la corrente.
Valore dei componenti: R_1 = 1 MΩ; R_2 = 100 mila Ω; R_3 = 5.000 Ω; R_4 = 20.000 Ω; R_5 = = 60.000 æ; R_6 = 1.000 Ω;
C_1 = 10 pF; C_2 = 2 µF; Rel = relè da 15.000 Ω.
In figura 2 diamo uno schema nel quale il segnale della fotocellula è amplificato tramite un transistore OC71, la qualcosa consente generalmente di impiegare un rel poco costoso.
Dato che il relé costituisce il carico di collettore del transistore OC71, per un certo valore della corrente di collettore, che naturalmente corrisponde ad un determinato livello di luce, esso si chiuderà. Per contro al disopra di tale limite di corrente il relé si aprirà.
È stato previsto l'uso di alcuni elementi di stabilizzazione allo scopo di garantire un perfetto funzionamento dell'apparecchio alle temperature comprese fra i 0° ed i 52 °C. Tale stabilizzazione è ottenuta tramite la resistenza CTN1 a coefficiente di temperatura negativo, collocata fra la base e la massa del circuito amplificatore. Quando la temperatura aumenta, il valore della resistenza diminuisce dimodochè la corrente di collettore diminuisce a sua volta compensando la tendenza all'aumento di corrente che si verifica in un transistore quando aumentano le condizioni di temperatura. Un'altra correzione viene effettuata tramite la seconda resistenza NTC2, disposta in serie al potenziometro del circuito di emettitore. La corrente che attraversa la resistenza aumenta con la temperatura, ciò che fa diminuire la tensione di emettitore nello stesso tempo che la corrente di emettitore diminuisce.
La figura 3 riporta alcune curve le quali indicano:
1) le variazioni di corrente in funzione della temperatura; 2) il limite al disotto del quale il relè cessa di essere bloccato; 3) il limite al disopra del quale il relé è bloccato.
(P. Soati)

0511 – *Sig. Brambilla V. – Monza.*

D. Si richiede lo schema di un semplice organo elettronico per bambini.

R. Un organo elettronico veramente elementare, come è stato richiesto, può essere costruito con pochissimo materiale ed in breve tempo. Infatti è sufficiente disporre di due transistori, pochi componenti ed una tastiera di quelle usate comunemente per la costruzione dei pianoforti giocattolo per raggiungere lo scopo.
Lo schema di tale apparecchio è visibile in figura 1. In esso si fanno uso di due transistori del tipo AN654 e 2N655 che però possono essere sostituiti con altri aventi caratteristiche similari.
L'oscillatore V_1 funziona a bassa frequenza e la frequenza della nota musicale è determinata dal valore del condensatore C_9 e da quello di uno dei condensatori da C_1 a C_8 i quali sono inseriti nel circuito abbassando il tasto corrispondente.
Nella versione originale, che stata è realizzata negli Stati Uniti, l'apparecchio è stato installato internamente al mobile di un pianogiocattolo a otto tasti. Il condensatore C_{10} che è inserito nel circuito tramite l'interruttore I_1 consente di discendere di un'ottava dimodocchè si può disporre di due ottave per un complesso di 15 note.
La batteria di alimentazione deve erogare una tensione di circa 7,5 V. Il potenziometro P_1 consente di regolare la potenza di uscita tenendo presente che la potenza massima erogata dal transistore V_2 è dell'ordine dei 0,25 W.
Il valore dei vari componenti è il seguente: R_1 = 15.000 Ω; R_2 = 3.300 Ω; R_3 = 1.000 Ω; R_4 = 22 Ω; R_5 = 8.200 Ω; R_6 = 10 Ω 2 W; P_1 = 10.000 Ω; C_1 = 0,6 µF; C_2 = 0,33 µF; C_3 = 0,2 µF; C_4 = 0,15 µF; C_5 = 0,1 µF; C_6 = 0,068 µF; C_7 = 50.000 pF; C_8 = 40.000 pF; C_9 = 10.000 pF; C_{10} = 40.000 pF.
Il trasformatore di bassa frequenza deve avere il primario con una resistenza di 5.000Ω ed il secondario di 8 Ω. Il rapporto primario/secondario è di 25. L'altoparlante deve avere una impedenza di 10 Ω.
I_2 è un normale interruttore. *(P. Soati)*

0512 – *Sig. Sciarra D. – Messina.*

D. Si richiede qualche schema elementare di apparecchio a transistori adatto alla ricezione FM nelle vicinanze dei trasmettitori.

R. In figura 1 si ha lo schema di un semplice apparecchio a tre transistori il quale è adatto alla ricezione delle onde corte e delle VHF in relazione al numero delle spire usate per la bobina L_1.
Come transistore Tr_1 può essere usato il PHILIPS OC171.
La bobina L_1 per consentire all'apparecchio di funzionare nella gamma della FM deve essere costituita da 3 spire e mezza riducibile a 3 in sede di taratura, preferibilmente di filo argentato da 1 mm di diametro. Il diametro della bobina deve essere di circa 10 mm. Naturalmente la frequenza di accordo perfetta del circuito si raggiungerà più facilmente se si farà uso di un grid dip. (Essa sara avvolta su un supporto come specifichiamo più sotto).
Come transistore Tr_2 si potra fare uso di un PHILIPS OC140 o altro similare, e come Tr_3 di un PHILIPS OC72.
Il montaggio non presenta nulla di eccezionale se si osserveranno le solite norme comuni a tutti gli apparecchi destinati a funzionare nella gamma VHF.
Avvolgendo la bobina su un supporto avente le dimensioni di 10 × 60 mm con un nucleo regolabile con 15 spire di filo da 8/10, e con C_2 avente una capacità di 16 pF si potranno coprire le gamme radiantistiche dei 21 e dei 28 MHz, mentre modificando opportunamente tali valori si potranno coprire altre gamme:
Componenti:
C_1 = 6,8 pF; C_2 = 10.000 pF; C_3 = 6,8 pF; C_4 = 10.000 pF; C_5 = 10 µF elettrolitico; C_6 = 50 µF elettrolitico.

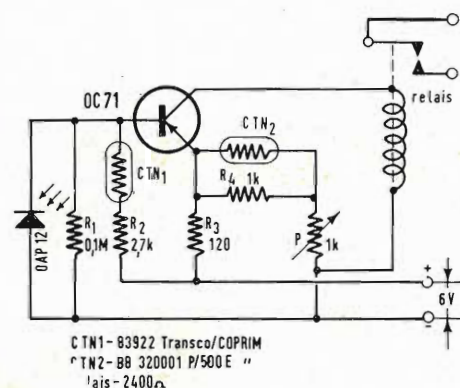
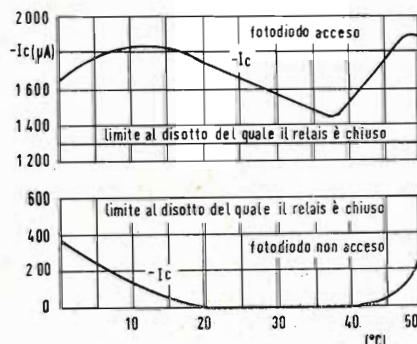
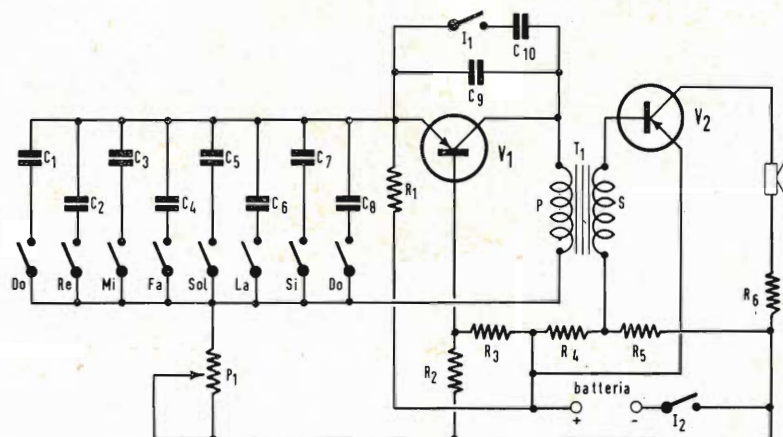



Fig. 1/0511

R_1 = 1.800 æ; R_2 = 2.700 æ; R_3 = 500 æ; R_4 = 50.000 æ. P_1 = 10.000 æ potenziometro.
RFC = si costruisce avvolgendo circa 30 spire di filo di rame da 3/10 in cotone, su un tubetto isolante avente un diametro di 5 millimetri.
T_1 = trasformatore intertransistoriale della GBC.
D = diodo al germanio (collegare il catodo, striscia bianca, sulla base del transistore Tr_1)
La messa a punto del ricevitore non presenta difficoltà eccessive. Agendo sul potenziometro P_1 si dovrà raggiungere una certa posizione nella quale si udrà alla cuffia prima un innesco seguito da un fischio e successivamente il classico soffio. Raggiunta tale condizione, il potenziometro non dovrà essere più toccato. Si collegherà l'antenna e si sintonizzeranno le stazioni agendo sul nucleo della bobina L_1. (*P. Soati*)

*0513 – **Sig. Lucarini L. – Roma.***

D. Si richiede lo schema di un televisore commerciale da 7 pollici.

R. Purtroppo non ci è stato possibile procurarci lo schema in questione e d'altra parte non abbiamo potuto rintracciarlo neanche fra i numeri arretrati delle ultime annate de l'*Antenna.*

Se il suo amico è nella possibilità di comunicarci il numero di tale rivista, faremo del nostro meglio per inviargliene una copia o quanto meno una riproduzione dello schema in questione. (*P. Soati*)

*0514 – **Sig. Corradini G. – Bologna.***

D. Sono richiesti alcuni chiarimenti circa un convertitore a valvole per i 144 MHz pubblicato nel 1962 sull'ANTENNA.

R. L'articolo in questione è stato pubblicato integralmente, come segnalato, traducendolo da una descrizione comparsa nella rivista francese *Toute la Radio.*
I condensatori C_1 e C_3 sono costituiti da due spire di filo da 15/100 doppio strato in seta, avvolte sopra uno spezzoncino di filo smaltato, non denudato, da 7/10. Il relativo collegamento è chiaramente visibile sullo schema elettrico. Un capo di C_1 deve essere collegato alla placca della valvola ECC189 e l'altro capo alla griglia controllo della ECF80.
Lo stesso ragionamento vale per C_3, un capo del quale è collegato alla placca della sezione pentodica della valvola e l'altro capo alla griglia della sezione triodica della stessa valvola.
Come bobina BA può usarne una del tipo G.B.C. numero di catalogo 0/497-4. (*P. Soati*

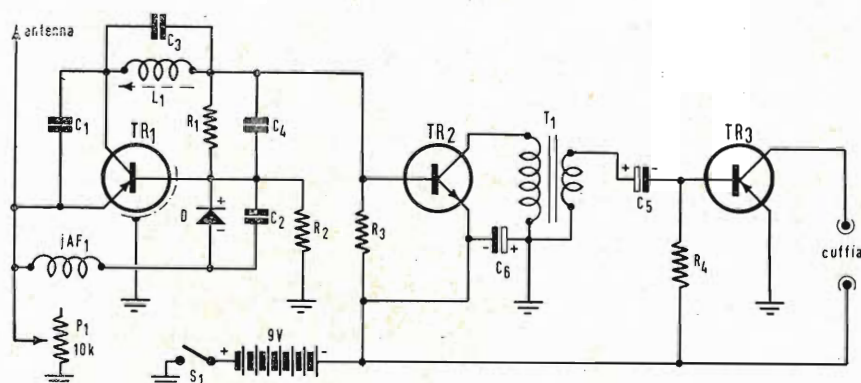
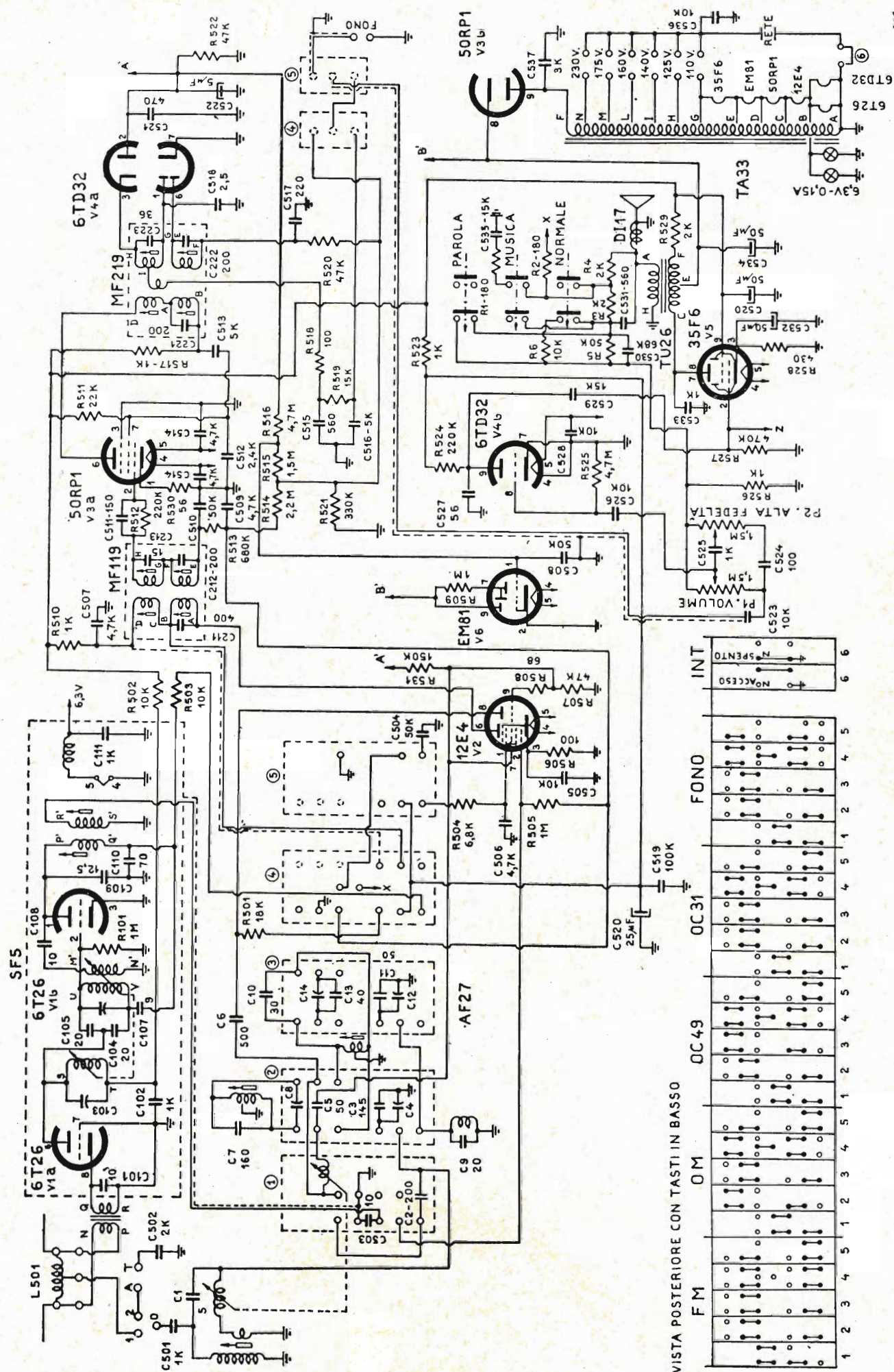
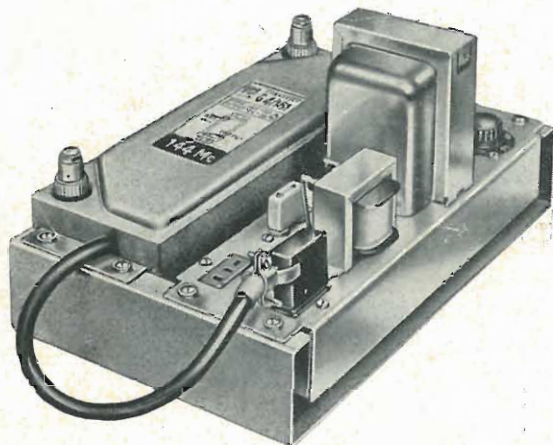



Fig. 1/0512

Schema elettrico del radio ricevitore NOVA - Mod. 4-506 - 23225

Convertitori a "nuvistor" per gamme radiantistiche VHF-UHF *(Dal Bollettino Tecnico Geloso N. 91)*

Una serie di convertitori per VHF e UHF con caratteristiche circuitali e costruttive assolutamente nuove per i nostri OM è recentemente apparsa sul mercato radiantistico: i nuovi complessi a nuvistor su telai modulari della Geloso, la «nota casa» per antonomasia.

Il problema della ricezione delle bande radianti VHF ed UHF è stato impostato ora con concetti meccanici ed elettrici nuovi. Su un telaietto modulare, esattamente un sesto di rack standard sono state elaborate le varie versioni per le bande dei 144 e dei 432 MHz, nonchè, per i mercati d'oltremare, le versioni per le gamme dei 50 e dei 220 MHz.

1. - I CONVERTITORI PER VHF - PARTICOLARITÀ MECCANICHE - GENERALITÀ

Ogni telaio è stato costruito in lamiera di ferro da 15/10 con brasatura in rame dei vari separatori, in modo da realizzare un telaio rigido e di elevata stabilità meccanica.

Questa soluzione tecnologica, indispensabile per i 432 MHz (UHF), risulta anche conveniente sulle bande VHF.

La chiusura nella parte inferiore è effettuata con una piastra di ferro, onde assicurare positivamente un buon contatto (evitando instabilità, possibilità di inneschi, TVI ecc.); un foglio di rame di mezzo decimo di millimetro viene mantenuto contro il fondo della

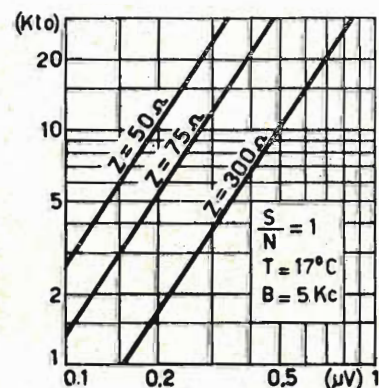
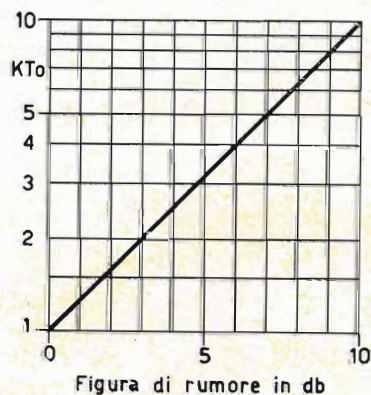
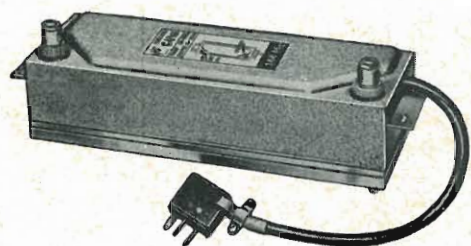
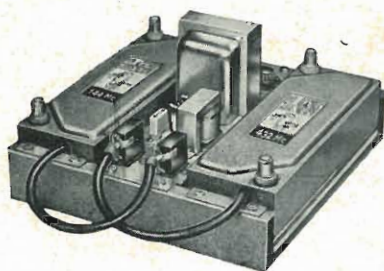
LA "FIGURA DI RUMORE"

Per le frequenze inferiori ai 20÷30 MHz il rumore generato localmente (rumore atmosferico o prodotto da apparecchi industriali) determina il livello del minimo segnale ricevibile.

Per le frequenze superiori bisogna tener conto anche del soffio generato dal circuito di entrata e dal primo stadio; ciò per una valutazione approssimativa, ma sufficiente. A queste frequenze si confronta il convertitore (o ricevitore) reale con uno ideale avente circuito di entrata adattato, privo di soffio e nel quale il minimo livello di segnale ricevibile è determinato solamente dall'agitazione termica di una resistenza di valore uguale alla resistenza dell'antenna.

Questo confronto viene numericamente espresso dalla figura di rumore, in decibel oppure in unità Kt_0.

Il diagramma a sinistra permette di passare rapidamente dai dB alle corrispondenti unità Kt_0, e può essere utile per un confronto delle caratteristiche di convertitori (o ricevitori) di Case costruttrici diverse. Ad es. un convertitore avente un soffio equivalente a 2 Kt_0 ha una cifra di rumore di 3 dB.

Il diagramma a destra consente di determinare il minimo livello di segnale ricevibile, ed è calcolato per diverse impedenze di antenna, per una temperatura ambiente di 17° C e per una banda passante di 5 kHz (in realtà la banda passante del ricevitore accoppiato al convertitore può essere anche inferiore a questo valore). Ad es., un convertitore avente impedenza d'antenna di 50 Ω e una cifra di rumore di 5 Kt_0, nelle condizioni anzidette, può ricevere con rapporto segnale/disturbo (S/N) = 1 i segnali aventi tensione superiore a 0,14 μV (si trascura anche in questo caso il rumore atmosferico).

CARATTERISTICHE

Dati tecnici	4/160	4/161	4/162	4/163
Frequenze ricevibili ...	50÷54 MHz	144÷148 MHz	220÷224 MHz	432÷436 MHz
Frequenze d'uscita	26÷30 MHz	26÷30 MHz	26÷30 MHz	26÷30 MHz
Guadagno minimo	40 dB	40 dB	40 dB	35 dB
Cifra di rumore	2,3 Kt_0	2,3 Kt_0	3 Kt_0	3÷4 Kt_0
Larghezza di banda	4 MHz=0 dB	4 MHz=0 dB	4 MHz=0 dB	4 MHz=0 dB
Segnale max. entrata ..	10 mV	10 mV	10 mV	20 mV
Segnale max. ammissibile	2 V	2 V	2 V	200 mV

Reiezione d'immagine	70 dB
Reiezione di Media Frequenza	60 dB
Alimentazione	– Filamenti: 6,3 V/0,7 A – Anodica: 70 V/30 mA, DC
Dimensioni	cm 22×7×5,5
Peso netto	kg 1,1

cavità tramite l'interposizione di un foglio di cloruro di polivinile.

Nella banda VHF sono stati utilizzati dei nuvistors che permettono di raggiungere delle figure di rumore molto basse, inferiori a quelle ottenute utilizzando valvole convenzionali, mentre nella banda UHF la soluzione più conveniente — sempre agli effetti del rumore — è risultata quella «ibrida», utilizzando sullo stadio di ingresso uno speciale transistor al germanio.

La frequenza intermedia di uscita (dovuta al battimento tra l'oscillatore locale fisso pilotato a quarzo e la frequenza di entrata previa opportuna amplificazione), ha un valore compreso tra 26 e 30 MHz e viene iniettata nell'entrata del ricevitore che fungerà da amplificatore MF.

Come per tutti i convertitori, la sintonia viene quindi effettuata agendo su questo ricevitore.

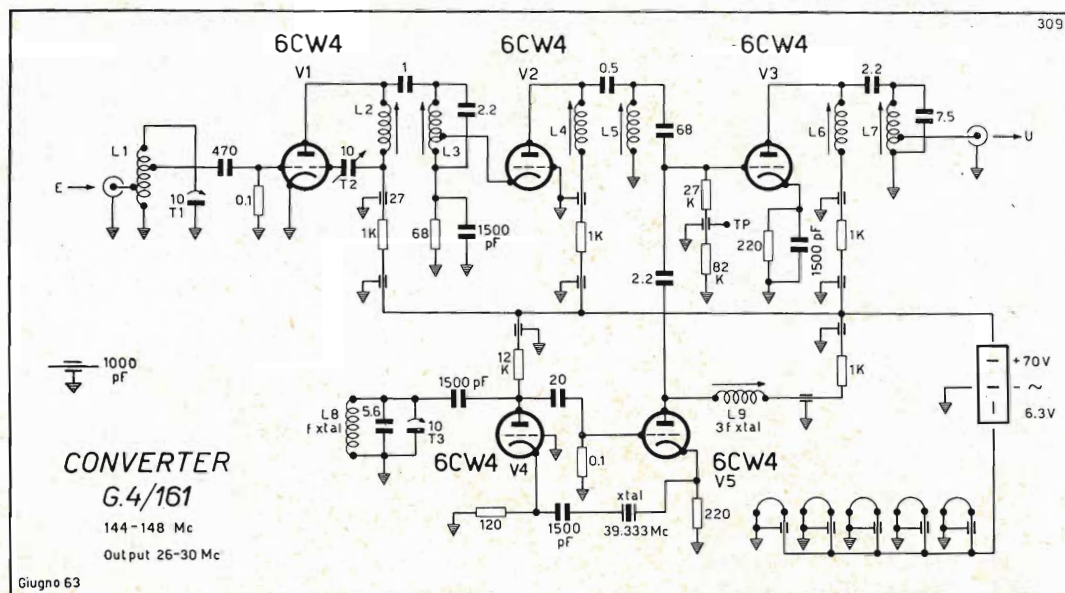
Tutti i condensatori passanti sono del tipo a bassa reattanza (comunemente usati in UHF) onde permettere di avere dei punti realmente «freddi» e ridurre al minimo i problemi di interferenze, battimenti, ecc.

2. - CIRCUITO DEL CONVERTITORE PER VHF, G4-161

Utilizza cinque valvole del tipo nuvistor 6CW4, di cui le prime due sono usate come amplificatrici RF.

La prima 6CW4 lavora in circuito neutralizzato a ponte onde ottenere la più bassa figura di rumore col massimo di amplificazione. L'accoppiamento tra l'entrata e la prima 6CW4 è stato studiato onde trasformare il valore d'impedenza della sorgente (antenna 50 Ω) al valore che rende minimo il valore della figura di rumore (vedi nota in calce).

La seconda 6CW4 lavora come amplificatrice in circuito con griglia a massa. Questo circuito ha un rumore equivalente a quello con catodo a massa, ma ha una maggiore stabilità; non necessita di neutralizzazione ed è più semplice nella taratura.

Il catodo è connesso ad una presa di L_3 onde ottenere l'opportuno adattamento d'impedenza e quindi il massimo

Schema elettrico del convertitore G4/161 per la banda 144÷148 MHz

guadagno con una data larghezza di banda.

La terza 6CW4 assolve la funzione di mescolatrice ricevendo sulla sua griglia oltre il segnale RF amplificato anche quello della sezione oscillatrice (4ª e 5ª 6CW4).

Il rapporto segnale disturbo della convertitrice ed il guadagno di conversione dipendono dalla tensione di iniezione dell'oscillatore. I due parametri non sono coincidenti, però, data la presenza di due stadi amplificatori RF, l'influenza del rumore della mescolatrice sul rumore totale non è predominante e quindi si è curato maggiormente il guadagno.

Il circuito accordato sull'anodo della mixer lavora sulla FI di 28 MHz con una larghezza di $\pm$ 2 MHz. È del tipo sovraccoppiato con accoppiamento capacitativo ed ha l'uscita su una presa della bobina, accorgimento che permette di ridurre al massimo ogni disadattamento d'impedenza.

L'oscillatore è il classico Butler. Il cristallo di quarzo, del tipo CR23 con precisione superiore 1/20.000, lavora (in overtone) su 39333 kHz, mentre il circuito anodico della seconda sezione (V_5) è accordato sulla terza armonica della frequenza del quarzo = 117999 kHz e cioè su circa 118000 kHz. La frequenza di centro banda (146 MHz) battendo con 118 dà appunto 28 MHz come valore di FI.

3. - USO DEL CONVERTITORE

I convertitori della serie sono sprovvisti di alimentatore incorporato e pertanto l'alimentazione dovrà essere ricavata da alimentatori separati. A tal fine è stato progettato e costruito un particolare complesso che può alimentare due unità di conversione ed il tutto può essere alloggiato in una cappa per due convertitori più alimentatore oppure per un convertitore più alimentatore. Dal convertitore parte un cordone gommato provvisto di spina che trova la relativa femmina alloggiata nell'alimentatore. Desiderando utilizzare un qualsivoglia alimentatore il codice dei fili è il seguente:

Rosso + 70 V/30 mA

Verde 6,3 V/0,7 A

Bianco } –
Marrone } – comune e massa

Nella parte superiore del convertitore esistono due connettori coassiali, di cui uno (contraddistinto con l'indicazione *antenna*) va collegato con un cavo 50 Ω all'antenna ricevente, mentre il secondo (contraddistinto con l'indicazione *uscita* FI) va collegato sempre attraverso un connettore coassiale al circuito di entrata del ricevitore.

L'uso del convertitore è semplicissimo: la sintonizzazione delle stazioni da ricevere dovrà essere effettuata manovrando il bottone di sintonia del ricevitore e regolando tutti gli altri organi dello stesso come per ricevere le stazioni della gamma 26-(28)-30 MHz.

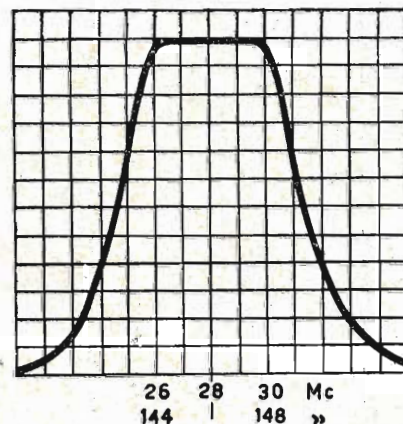
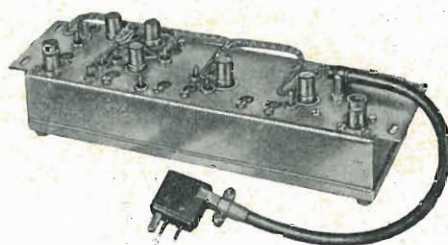
La figura rappresenta la banda passante del convertitore G4/161

4. - NOTE PER LA TARATURA

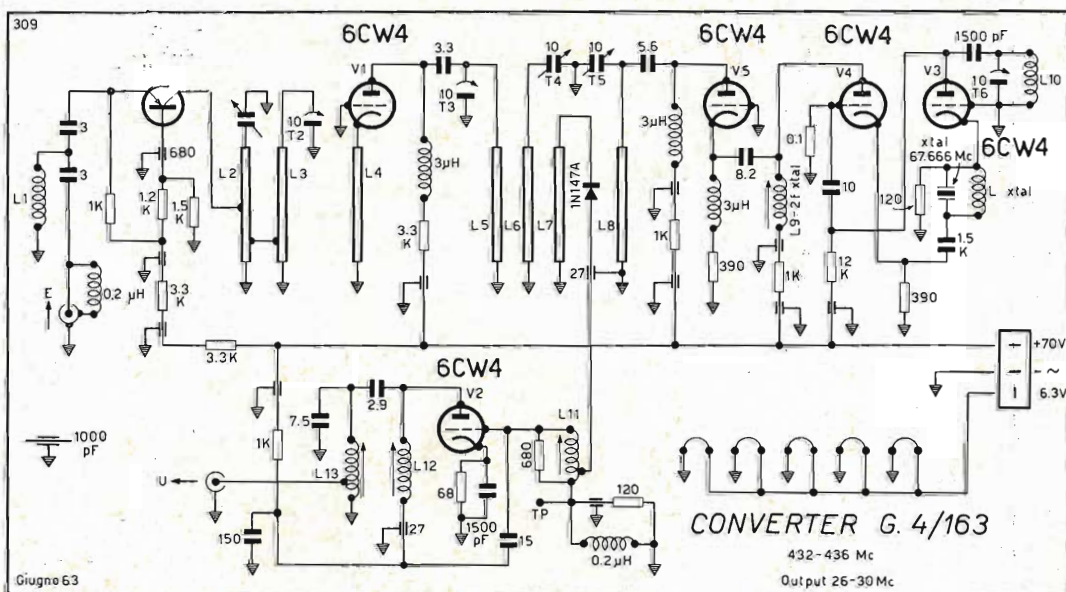
Nel caso si desiderasse per qualunque motivo controllare il funzionamento dell'apparecchiatura si dovrà procedere con la seguente progressione:

a) accertarsi che l'oscillatore-triplicatore funzioni regolarmente.

È sufficiente disporre un'oscillatore vobulato che « spazzoli » la regione 110 ÷ 130 MHz; accoppiando a L_8 un link seguito da un diodo rivelatore, si potrà osservare un battimento (marker) sulla zona ed esattamente a 118 MHz.

Regolare T_3 ed L_9 per la massima ampiezza del marker; detto marker non dovrà spostarsi di frequenza (o saltare) ma solo variare di ampiezza, agendo sulle due bobine indicate.

Un altro semplice ed efficace metodo per controllare il finzionamento dell'oscillatore-triplicatore è quello di accoppiare un grid dip meter a L_9 e controllare la frequenza di battimento.

Un ultimo controllo può essere effettuato misurando con un voltmetro a valvola la tensione in TP_2; la tensione avrà un massimo per un esatto accordo

Schema elettrico del convertitore G4/163 per la banda 423÷436 MHz

di L_9 sulla 3ª armonica della frequenza del quarzo e dovrà aggirarsi intorno a — 0,4 V.

b) controllare ora la sezione amplificatrice a FI entrando con un oscillatore vobulato sulla griglia, sintonizzato su 28 MHz, con una deviazione minima di $\pm$ 10 MHz.

Allineare L_6 e L_7 controllando tale operazione con un oscilloscopio inserito all'uscita del convertitore tramite un rivelatore lineare ($Z = 50\ \Omega$). La larghezza della banda passante deve essere di 4 MHz $\pm$ 1 dB con frequenza da 26 a 30 MHz.

c) controllare la sezione amplificatrice RF, preliminarmente verificando la neutralizzazione di questo stadio.

Spostare il cavo del vobulatore sull'ingresso del convertitore con frequenza centrale 146 MHz vobulando sempre minimo $\pm$ 10 MHz (l'ampiezza di vobulazione deve essere maggiore della curva di risposta per facilitare l'operazione di taratura) e collegando l'oscilloscopio sul lato freddo di L_3. Non dare tensione anodica a V_1 (staccando il + 70 dall'alimentatore) ma lasciare i filamenti dei nuvistor accesi.

Disporre per la massima uscita il generatore e regolare il trimmer T_2 per la minima uscita sull'oscilloscopio.

Dare ora tensione anodica e regolare « approssimativamente » L_2 e L_3 per una risposta nella banda ed anche il trimmer T_1 del circuito d'entrata.

Spostare ora l'oscilloscopio su TP_2 e controllare i due stadi amplificatori RF dando regolarmente anodica, regolare L_5, L_4, L_2, L_3 per la desiderata risposta di centro banda a 146 MHz, con larghezza 4 MHz a $\pm$ 1 dB e con frequenza sulle due punte 144 e 148 MHz.

Le tre sezioni lavorano ora regolarmente.

d) passare a controllare il tutto spostando l'oscilloscopio sull'uscita e tramite il solito rivelatore lineare, con il generatore collegato all'entrata, si dovrà vedere la curva di risposta globale.

L_9 verrà ritarata per la massima uscita, come pure T_3.

Il trimmer T_1 verrà regolato per il miglior rapporto segnale fruscio per mezzo di un generatore di rumore od in mancanza di questo praticamente, ricevendo un segnale molto debole.

Ricordiamo che un semplice sistema per controllare l'efficienza del funzionamento del convertitore può essere il provarlo in una zona (od in un momento) in cui i disturbi generati localmente (auto, venti, ecc.) siano praticamente inesistenti.

Collegare una resistenza da 50 Ω ½ W all'entrata.

Osservare il livello del fruscìo ad orecchio oppure sull'S-meter del ricevitore.

Levare la resistenza da 50 Ω ed inserire l'antenna.

Se lo stadio di RF non ha fenomeni rigenerativi (ben neutralizzato), un aumento del livello del fruscìo, quando l'antenna è connessa, indica che il rumore esterno (cosmico) può essere udito. Questo fruscìo è il valore limite nella ricezione dei segnali deboli.

I convertitori non destinati al mercato radiantistico italiano, le esecuzioni cioè per la gamma dei 50 e per quella dei 220 MHz, hanno caratteristiche analoghe a quelle per la gamma dei 144 MHz, salvo che i valori di taratura si intendono spostati verso un centro di banda rispettivamente di 52 e di 222 MHz.

* * *

5. - CIRCUITO DEL CONVERTITORE PER UHF, G4-163

Anche in questo convertitore, come negli altri per VHF si è fatto uso di due stadi amplificatori a RF.

Il primo stadio è stato realizzato con un transistor altamente selezionato del tipo a basso rumore, al germanio. Dato che a queste frequenze il fruscìo dovuto allo stadio d'entrata è predominante sulla composizione del fruscìo totale del convertitore, e, scelto questo circuito per l'entrata come quello avente, allo stato attuale della tecnica, il valore minimo di fruscìo unitamente ad un costo ridotto ed una facile reperibilità sul mercato, si è potuto con questa soluzione « ibrida » mantenere sui 6 dB il rumore globale del convertitore.

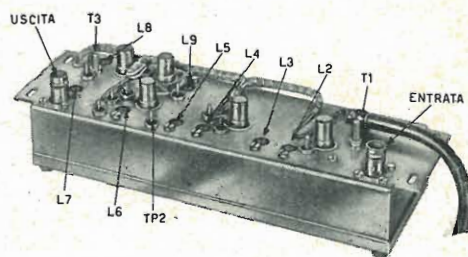
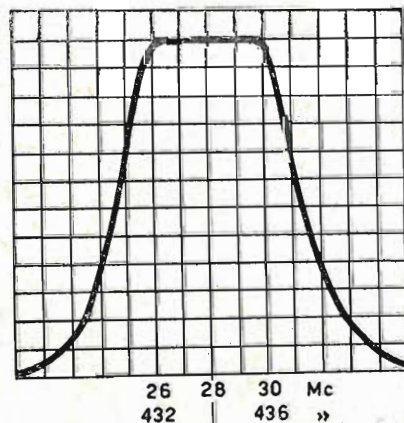
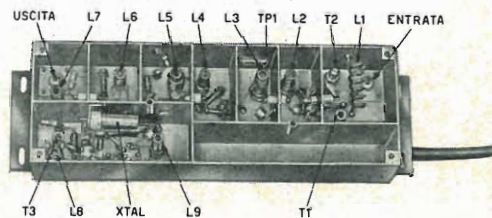
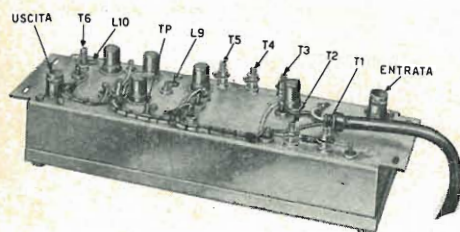
Si è ricorso per questa esecuzione alla tecnica dei circuiti a costanti distribuite e delle cavità risonanti, circuiti che permettono di ottenere dei fattori di merito (Q) dei circuiti ancora elevati; è evidente che « partecipando » le pareti delle cavità al circuito risonante, è indispensabile avere una massima stabilità meccanica, unicamente conseguibile con la tecnica dei moduli accennata negli altri convertitori. Il morsetto d'antenna è capacitativamente collegato all'emettitore del transistor TR_1 tramite una linea L, avente lo scopo di ottenere il migliore adattamento per il minor fruscìo tra la sorgente ($Z = 50\ \Omega$ antenna) e l'entrata del semiconduttore.

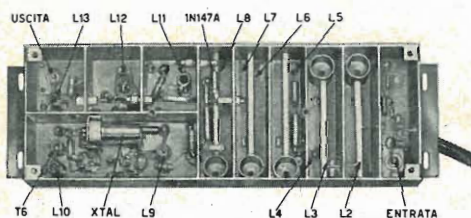
Il primo circuito risonante lavorante in $\lambda/4$, sovraccoppiato, è costituito dalle due linee L_2 e L_3, tra di loro accoppiate mediante delle « fessure ».

Tramite un link L_4, accoppiato nel punto freddo, il segnale amplificato viene adattato all'impedenza d'entrata catodica della valvola V_1, un nuvistor 6CW4 impiegato in circuito griglia a massa.

Le linee L_5 ed L_6, anch'esse a $\lambda/4$, costituiscono il secondo circuito risuonante, sempre sovracoppiato mediante « fessure », ed il segnale amplificato viene adattato, tramite il link L_7 ad una impedenza di circa 300 Ω e inviato al diodo mescolatore 1N147a.

La soluzione di usare un diodo per la mescolazione è stata scelta per il minor contributo di rumore rispetto all'unica altra soluzione del tipo con valvole con griglia a quadro.

La decina di dB persi nella conversione viene compensata dall'aggiunta di uno

Vista superiore ed inferiore del convertitore G4/161, coi punti di taratura.

La figura rappresenta la banda passante del convertitore G4/163.

Vista superiore ed inferiore del convertitore G4/163, coi punti di taratura.

Il gruppo alimentatore G/159.

stadio amplificatore di FI (28 MHz), che guadagna appunto circa 20 dB, talchè il guadagno totale del convertitore si mantiene sui 35 dB.

Il circuito dello stadio amplificatore FI (V_2) è neutralizzato fisso con il metodo a ponte, tramite il condensatore da 15 pF inserito tra griglia e lato freddo della bobina L_{12}.

L_{12} ed L_{13}, in circuito sovraccoppiato, ed L_{11} nel centro, costituiscono il filtro a FI 28 MHz largo 4 MHz.

L'uscita è scelta in un punto di $Z = 50\ \Omega$ onde far sì che la lunghezza del cavo tra l'uscita del convertitore e l'entrata del ricevitore non influenzi la curva di risposta.

L'oscillatore-duplicatore è anche qui come nei precedenti il classico Butler, realizzato con le due valvole V_3 e V_4. Unica differenza riscontrabile è che, lavorando con frequenze del cristallo più elevate, è risultato utile inserire una bobina antirisonante L_q onde evitare oscillazioni spurie. L_q, unitamente alla capacità del quarzo (generalmente 6 pF) deve essere tale da risuonare di circa 5 MHz più in basso di f_q.

Il cristallo è sempre un CR23 con precisione superiore 1/20.000, $f =$ 67667 kHz.

Il circuito L_9 risuona su 2 f, cioè = 135,33 MHz. Questa frequenza viene iniettata sul catodo della V_5 che in circuito griglia a massa lavora come triplicatrice.

Il circuito risuonante anodico (linea L_8, risuonante in $\lambda/4$) è accordato pertanto su $3 \times 135{,}33 = 405{,}99$ e cioè su circa 406 MHz.

Sul diodo mescolatore 1N147a il segnale RF amplificato a 434 MHz batte con 406 dando un prodotto di battimento di 28 MHz che viene amplificato da V_2.

6. - NOTE PER LA TARATURA

Si procede come segue:

a) si inizi controllando il regolare funzionamento dell'oscillatore-duplicatore (V_3 e V_4) e dello stadio triplicatore.

Sarà sufficiente staccare la bobina tra *TP* e massa ed usare ivi un milliamperometro con valore di fondo scala massimo di 5 mA (se possibile del tipo 612 HP).

La massima deviazione dello strumento corrisponde all'accordo del trimmer T_6, bobina L_9 e trimmer T_5.

Il dimensionamento dei circuiti è tale che in generale l'accordo può solo ottenersi sulle armoniche desiderate (f_q, 2 f_q, 6 f_q).

Ogni eventuale dubbio potrà solo essere chiarito o con l'uso di un grid dip meter oppure con un generatore vobulato con centro rispettivamente 67, 135, 406 MHz, con deviazione spinta al massimo ed accoppiantesi rispettivamente a L_{10}-L_9-L_8 con un link seguito da un diodo rivelatore ed un oscilloscopio. La portante dovuta al cristallo di quarzo apparirà come un marker, sulle opportune frequenze, e la cui ampiezza sarà solo funzione dell'esatto accordo dei tre menzionati circuiti.

b) si esamini ora lo stadio amplificatore FI staccando il diodo 1N147a dal lato collegato al condensatore passante da 27 pF ed iniettando ivi il segnale del generatore vobulato, centrato su 28 MHz con una minima deviazione di $\pm$ 10 MHz.

L'oscilloscopio verrà collegato all'uscita tramite un rivelatore (diodo con $Z =$ 50 Ω). Regolare poi L_{13} ed L_{12} per la massima uscita simmetrica rispetto a 28 MHz, compensando al massimo l'insellamento per mezzo di L_{11}: si dovranno avere i due punti a 26-30 MHz con un livello $\pm$ 1 dB.

c) si controllino ora gli stadi amplificatori RF (TR_1 e V_1).

Entrare in antenna con il generatore vobulato centrato su 434 MHz con deviazione di $\pm$ 10 MHz, avendo l'oscilloscopio tra *TP* e massa, e agendo su T_1, T_2, T_3, T_4 per l'insellamento.

d) per il controllo globale del funzionamento collegare il generatore vobulato, centrato su 434 MHz, all'entrata ed osservare l'uscita con l'oscilloscopio tramite un rivelatore.

7. - ALIMENTATORE G4-159

Può fornire le tensioni e correnti necessarie per l'alimentazione di due dei convertitori descritti. È prevista una presa per il comando « stand-by » a distanza, dal ricevitore. Richiede una tensione alternata da 110 a 220 V, 50-60 Hz, ed ha un consumo massimo di 18 VA.

Schema elettrico dell'alimentatore G4/159

l'antenna TV — Indice della XXXV annata

a colloquio coi lettori

alta fedeltà

archivio schemi

archivio schemi

atomi ed elettroni

nel mondo della TV

notiziario industriale

notiziario industriale

notiziario industriale

rassegna della stampa

segnalazioni brevetti

servizio TV

sulle onde della radio

tecnica e circuiti

tecnica e circuiti

tubi e transistori

pubblicazioni ricevute

ALTA FEDELTÀ

Mod. **AR 3** (visto senza griglia)

AR3 il sistema d'altoparlanti della ACOUSTIC RESEARCH, il più perfetto che esista sul mercato. Risposta lineare da 20 a 20.000 Hz. Naturalezza di riproduzione non eguagliata da altri sistemi. Distorsione totale tra 20 e 30 Hz. del 5% (valore minimo assoluto). Woofer di 30 cm. con sospensione acustica, 2 altoparlanti a cupola per medie ed alte frequenze.

PREAMPLIFICATORE STEREO Mod. 7

AMPLIFICATORI PROFESSIONALI E HI - FI MARANTZ. I più perfetti e prestigioni esistenti sul mercato. Usano soltanto materiale di classe telefonica quali resistori a deposito di carbonio, condensatori a olio e simili. Distorsione totale inferiore allo 0,1%, su tutta la gamma udibile.

Agente per l'Italia: **AUDIO** - **TORINO, via G. Casalis, 41 - Telefono 671.133**

Esclusiva di: FAIRCHILD, Hi-Fi e Professional division. MARANTZ, amplificatori professionali e Hi-Fi. GRADO, Pick-Up. ERIC, amplificatori e tuner di alta fedeltà.

distributori: **MILANO**: FURCHT, Croce Rossa 1 • **ROMA**: LUCCHINI-FEDERICI C. d'Italia 34/A • **PROVINCE LOMBARDE, EMILIA OCC.**: SONOPLAN, P. Matteotti 6, **BERGAMO** • **TORINO**: Balestra, C. Raffaello 23 • **VENETO**: SCHIO: ZEN, Vicolo del Convento 8 • VENEZIA: S. TROVASO Dorsoduro 1077 • **PUGLIE E BASILICATA**: BARI: LOSURDO, Via P. Petrani 39 • **TOSCANA**: FIRENZE: AUDIOTEC, Via Lambertesca 3.

F. GHERSEL

I RICEVITORI DI TELEVISIONE A COLORI

La nuova tecnica della Televisione a colori, sviluppata e affermatasi negli Stati Uniti di America, viene esposta in questo libro con competenza e con chiarezza di esposizione.

Il libro si riferisce particolarmente ai ricevitori, ma larga parte di esso è dedicata alla parte introduttiva sul colore e sui principi tecnici fondamentali, in base ai quali è stato formulato in America lo Standard, ossia l'insieme delle norme che specificano tutte le caratteristiche di formazione, trasmissione e ricezione della informazione colorata. Il libro che comporta 10 capitoli e 20 appendici, costituisce quindi un'opera organica sulla TV a colori, corredata da una larghissima bibliografia, che permette al lettore di approfondire la conoscenza dei punti che più gli interessano. Il lettore troverà pure riportato in originale la specificazione dello standard americano.

Volume di pagg. XII-236, formato 17 x 24 cm. - con 113 figure, 4 tavole a colori, 6 schemi completi di ricevitori - sopracoperta a colori **L. 3.000**

Stabilizzatori a ferro saturo
tipo professionale
per servizio continuativo

PER IMPIANTI CENTRALIZZATI DI ANTENNE

Potenza: da 100 VA ÷ 1000 VA - 50 Hz
Tensioni di entrata e di uscita: a richiesta
Stabilizzazione: ± 2% per variazioni di rete del ± 20%

ELPERM

MILANO - Via Moisè Loria 24 - Tel. 44 25 41

"DRYFIT"

Accumulatore secco al piombo ricaricabile - senza manutenzione - adatto ad ogni applicazione

Piccole dimensioni • Grande capacità

"KS"

Accumulatore speciale per lampeggiatore elettronico ed altre applicazioni speciali

Ricaricabile - ermetico

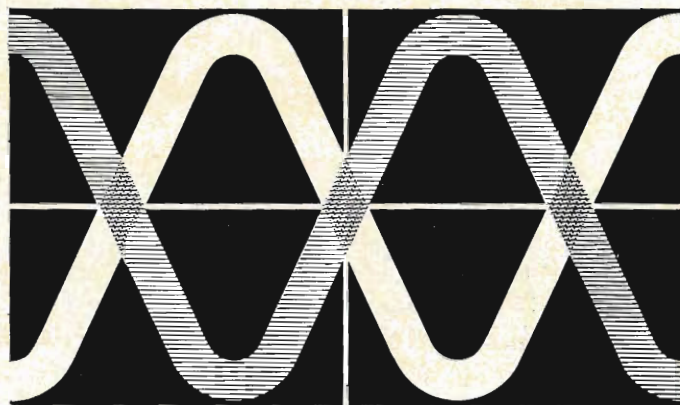
Dott. Ing.
F. & A. SAPORETTI
Via A. Ristori 26 - Tel. 226481
BOLOGNA

Partecipate al più grande confronto annuale mondiale dell'elettronica del domani

dal 7 al 12 Febbraio 1964

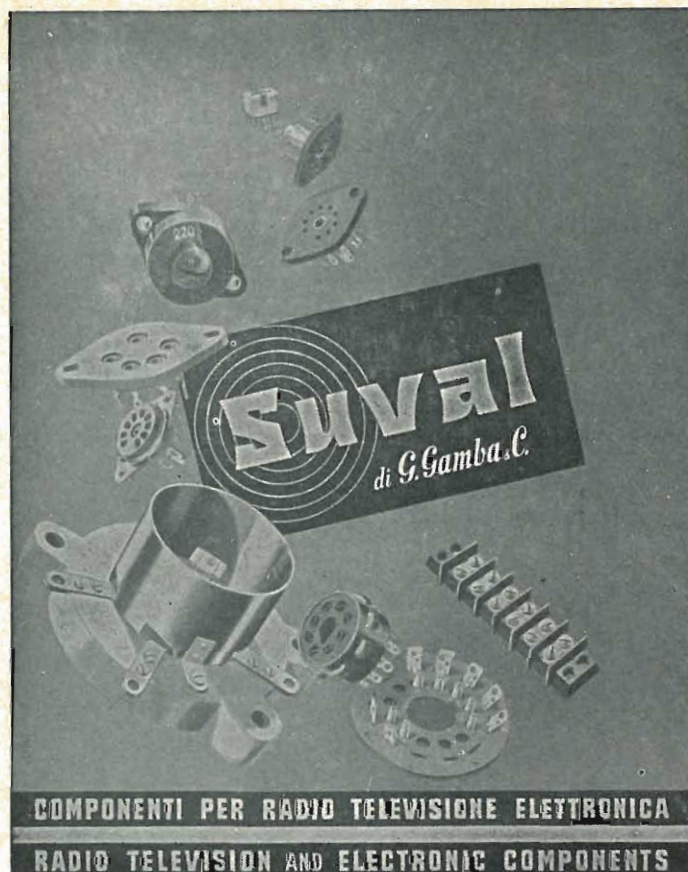
Paris, Porte de Versailles

SALONE INTERNAZIONALE DEI

COMPONENTI

ELETTRONICI

Tutti i componenti,
tubi e semiconduttori,
apparecchi di misura e di controllo,
elettroacustica...

Per informazioni
e documentazioni:

S.D.S.A. 23, RUE DE LUBECK
PARIS 16 - PASSY 01-16

MILANO - Via Lorenteggio 255 - Tel. 427650 - 427646

C. BUZZI
LEGNANO

tubi elettronici normali
e speciali - trasmittenti
tubi catodici

◆

SEMICONDUTTORI
merce originale U.S.A.

disponibilità

Via 29 Maggio 5 - Tel. 48.416

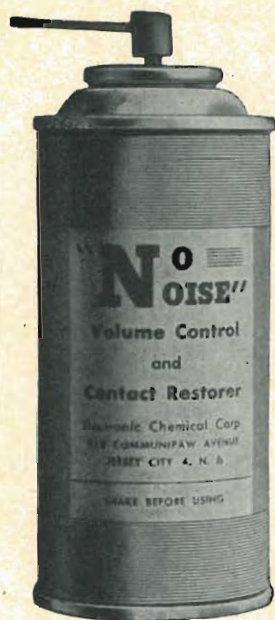
FILI RAME ISOLATI IN SETA

FILI RAME SMALTATI AUTOSALDANTI CAPILLARI DA 004 mm A 0,20

FILI RAME ISOLATI IN NYLON

FILI RAME SMALTATI OLEORESINOSI

Rag. FRANCESCO FANELLI
VIA MECENATE 84/9 - MILANO
TELEFONO 50.41

CORDINE LITZ PER TUTTE LE APPLICAZIONI ELETTRONICHE

"No Noise,,

Disossida - Ristabilisce - Lubrifica i Contatti dei:

- COMMUTATORI
- GRUPPI AF
- CONTATTI STRISCIANTI delle commutazioni a pulsante
- NON ALTERA nè modifica le CAPACITÀ - INDUTTANZE - RESISTENZE
- NON INTACCA le parti isolanti, i dielettrici, e la plastica
- NON CORRODE i metalli preziosi

Confezione in BARATTOLO SPRUZZATORE da 6 once, corredato di prolunga per raggiungere i punti difficilmente accessibili.

Prodotto ideale per i Tecnici Riparatori Radio TV e Elettronica

Concessionario di vendita per l'Italia:

R. G. R.

CORSO ITALIA, 35 - **MILANO** - TELEF. 8480580

Via Savino 9 - Bresso - Tel. 9246.31

Bobinatrici per avvolgimenti lineari e a nido d'ape

TRA LE ULTIME NOVITÀ DELLA "EDITRICE IL ROSTRO" SEGNALIAMO:

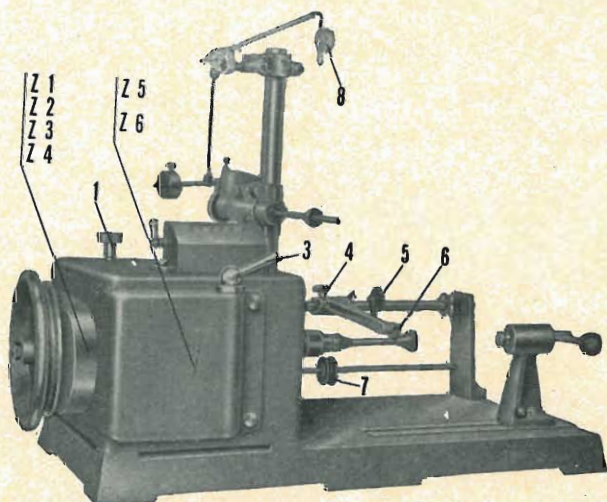
Schemario Registratori

Uno strumento indispensabile per il lavoro di ogni riparatore

Lire 4.000

Ing. R. PARAVICINI S. R. L.

MILANO
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

BOBINATRICI PER INDUSTRIA ELETTRICA

TIPO PV 7

Tipo MP2A
Automatica a spire parallele per fili da 0,06 a 1,40 mm.

Tipo AP23
Automatica a spire parallele per fili da 0,06 a 2 mm., oppure da 0,09 a 3 mm.

Tipo AP23M
Per bobinaggi multipli.

Tipo PV4
Automatica a spire parallele per fili fino a 4,5 mm.

Tipo PV7
Automatica a spire incrociate. Altissima precisione. Differenza rapporti fino a 0,0003.

Tipo AP9
Automatica a spire incrociate.

Automatismi per arresto a fine corsa ed a sequenze prestabilite.

Tipo P 1
Semplice con riduttore.

Portarocche per fili ultracapillari (0,015) medi e grossi.

Autorizzazione Tribunale di Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Direttore Responsabile LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Editrice IL ROSTRO

Concess. per la distribuz. in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano • T.E.T. - Via Baldo degli Ubaldi 6 - Tel. 36.77.88

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Via Roma, 92
Paderno Dugnano (Milano)

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

VALVOLE E TUBI CATODICI

ATES - Catania
Semiconduttori R C A

FIVRE - Milano
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

BUZZI C. - Legnano
Via 29 Maggio, 5 - Tel. 48.416

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA'

LARIR - Milano
Piazza 5 Giornate - Tel. 795.762

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.770 - 283.651

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

REGISTRATORI

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Registratori - Giradischi - Fonovalige

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

BOBINATRICI

GARGARADIO - Bresso
Via Savino, 9 - Tel. 924.631

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. • TRASFORMATORI

ARCO - Firenze
Via Tagliaferri, 33/S
Tel. 416.911

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

TASSINARI
Via Oristano, 9 - Tel. 257.1073
Gorla (Milano)

TRASFORMATORI TORNAGHI
Milano
Via Solari, 4 - Tel. 46.92.087

GIRADISCHI - AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

AUDIO - Torino
Via G. Casalis, 41 - Tel. 761.133

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Giradischi - Fonovalige - Registratori

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona) - Tel. 72.803
Via Del Guazzatore, 225
Giradischi - Fonovalige

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342
Giradischi, altoparlanti, amplificatori

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

RADIO-CONI - Milano
Via Pizzi, 29 - Tel. 563.097

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR - Milano
Via B. Verro, 8 - Tel. 84.93.816

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Potenziometri a grafite

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

FAIT - Roma
Via Alessandro Farnese, 19
Tel. 350.530

IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE
Via Carlo Pisacane, 31 - Torino
Tel. 661.275

NAPOLI - Milano
Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049

CONDENSATORI

DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.A.
Bologna
Tel. 491.701 - Casella Postale 588

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

ISOFARAD-SEKERA - Bologna
Via M. Calari, 19 - Tel. 422.826

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo

MICROFARAD - Milano
Via Derganino, 18/20 -
Tel. 37.52.17 - 37.01.14

ROCOND Faè di Longarone (Belluno)
Tel. 14 - Longarone

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avvolgim. radio elettrico

RAPPRESENTANZE ESTERE

BUZZI C. - Legnano
Via 29 Maggio, 5 - Tel. 48.416
Radio, Autoradio, TV (MOTOROLA)

COMPAGNIA GENERALE RADIOFONICA - Milano
Piazza Bertarelli, 1 - Tel. 871.808
Radio a transistor - Registratori
Sony Corporation - Tokio

GALLETTI R. - Milano
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
Soluzioni acriliche per TV

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinsley Co.

LARIR - Milano
Piazza 5 Giornate, 1 - Tel. 795.763/2

PASINI & ROSSI - Genova
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r
Telefono 83.465
Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - Milano
Altoparlanti, strumenti di misura

SILVERSTAR - Milano
Via Visconti di Modrone, 21
Tel. 792.791

SIPREL - Milano
Via F.lli Gabba 1/a - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valiligie grammofoniche Supravox

VIANELLO - Milano
Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081
Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard Co.
Strumenti di misura, ecc.

RESISTENZE

Re. Co. S. a. s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Riviera d'Adda (Bergamo)

ELECTRONICA METAL-LUX - Milano
Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

STRUMENTI DI MISURA

AESSE - Milano
Corso Lodi, 47
Tel. 580.792 - 580.907

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

BARLETTA - Apparecchi Scientifici
MILANO - Via Fiori Oscuri, 11
Tel. 86.59.61/63/65
Oscilloscopi TELEQUIPMENT - Campioni e strumenti SULLIVAN, Galvanometri, strumenti e prodotti RUHSTRAT - Testers PULLIN ed ogni altra apparecchiatura per ricerca scientifica

ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno
Bivio S. Felice, 4
TRICHIANA - Belluno
Costruzioni Elettroniche Professionali

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18 - Tel. 531.554/5/6

imetron - MILANO
Via Teodosio, 33 - Tel. 23.60.008
Apparecchiature Elettroniche per Industria e Automazione

INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

MARCONI-ITALIANA
Via del Don, 6 Milano

SEB - Milano
Via Savona, 97 - Tel. 470.054

TES - Milano
Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

UNA - Milano
Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13 - Tel. 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

BALLOR rag. ETTORE - Torino
Via Saluzzo, 11 - Tel. 651.148-60.038
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ENERGO - Milano
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
Filo autosaldante

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - Milano
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 504.108
Fili isolati in seta

FAREF - Milano
Via Volta, 9 - Tel. 666.056

GALBIATI - Milano
Via Lazzaretto, 17
Tel. 664.147 - 652.097
Parti staccate, valvole, tubi, pezzi di ricambio TV, transistors

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4 - Tel. 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Bernardino Verro, 8 - T. 84.93.816
Prese, spine speciali zoccoli per tubi 110

MELCHIONI S. p. A. - Milano
Via Friuli, 15 - Tel. 57-94 - int. 47-48
Valvole - Cinescopi - Semiconduttori - Parti staccate radio-TV - Ricambi PHILIPS

RADIO ARGENTINA - Roma
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RAYTHEON-ELSI
Piazza Cavour, 1 Milano
Diodi - Transistori - Raddrizzatori

RES - Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

S G S - Agrate Milano
Diodi - Transistori

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL - Milano
Via Lorenteggio, 255
Telef. 42.76.50 - 42.76.46
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

TERZAGO TRANCIATURE S.p.A.
Milano - Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo

THOMSON ITALIANA
Via Erba, 21 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Paderno Dugnano (Milano)
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13 - Tel. 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

AUTORADIO TELEVISORI RADIOGRAMMOFONI RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

DBR — **TRANSISTORS** — **STABILIZZATORI TV**
Soc. in nome collettivo
di Gino da Ros & C.
Vimodrone (Milano) - Via Gramsci, 39
Tel. 28.99.086 - 28.99.263

EKCOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43 - Tel. 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

EUROVIDEON - Milano

Via Taormina, 38 - Tel. 683.447

FARET - VOXSON - Roma

Via di Tor Cervara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 279.052

ITELECTRA - Milano
Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
Televisori, Radio

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio - TV - Giradischi

MICROPHON - Siena
Via Paparoni, 3 - Telefono 22.128
Radiotrasmettitori
Radiotelefoni a transitor

MINERVA - Milano

Viale Liguria, 26 - Tel. 850.389

NAONIS

INDUSTRIE A. ZANUSSI - PORDENONE
FRIGORIFERI TELEVISORI LAVATRICI CUCINE

NOVA - Milano
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PRANDONI DARIO - Treviglio

Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67

Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

RADIOMARELLI - Milano

Corso Venezia, 51 - Tel. 705.541

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano

Via Petitti, 15 - Tel. 36.96

Autoradio BLAUPUNKT

WUNDERCART RADIO TELEVISIONE
Saronno
Via C. Miola 7 - Tel. 96/3282
Radio, Radiogrammofoni, Televisori

JAHR - Radiocostruzioni
Milano - Via Quintino Sella, 2
Telefoni: 872.163 - 861.082

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

TRA LE ULTIME NOVITÀ DELLA "EDITRICE IL ROSTRO"

DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA
TEDESCO - ITALIANO

a cura del Dott. Ing. FERNANDO FIANDACA

E' un'opera nuova e originale, ricca di circa 30 mila termini, e aggiornata ai più recenti sviluppi e progressi dell'elettrotecnica.

Comprende: produzione e distribuzione dell'energia elettrica, misure e macchine elettriche, telecomunicazioni, elettronica, radiotecnica, radar e tecnica degli impulsi, televisione, telecomandi, telesegnalazioni, nucleonica, automazione, cibernetica, elettroacustica, trazione elettrica, illuminotecnica, elettrochimica, elettrotermia, termoelettricità, ecc.; oltre ai termini generali di matematica, fisica, meccanica.

Redatto con grande accuratezza e con il più stretto rigore tecnico nella definizione dei termini, questo volume è destinato a riscuotere l'interesse ed il consenso di quella vastissima cerchia di tecnici e di studiosi che hanno assoluta necessità di tenersi al corrente della ricca e preziosa letteratura tedesca nel campo dell'elettrotecnica e delle sue numerose applicazioni in tutti i settori della tecnica odierna.

Volume di pagg. 408, *formato* 17 x 24 *cm, rilegato in tela Lire* 6.000

Supertester 680 C

UNA GRANDE EVOLUZIONE DELLA I. C. E. NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI!!

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

La I.C.E. sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo **SUPERTESTER BREVETTATO MOD. 680 C** dalle innumerevoli prestazioni e **CON SPECIALI DISPOSITIVI E SPECIALI PROTEZIONI STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI** allo strumento ed al raddrizzatore!

IL SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è:
IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !!
IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm. 126x85x28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA!** (mm. 85x65) Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca. **IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!** Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter **sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche mille volte superiori alla portata scelta!** Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. **IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI:**

10 CAMPI DI MISURA E 45 PORTATE!!!

VOLTS C. C.: 7 portate: con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: **100 mV. - 2 V.** - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
VOLTS C. A.: 6 portate: con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: **2** - 10 - 50 - 250 - 1000 e **2500** Volts C.A.
AMP. C.C.: 6 portate: 50 µA - 500 µA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e **5 A.** C.C.
AMP. C.A.: 1 portata: 200 µA. C.A.
OHMS: 6 portate: 4 portate: Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts
1 portata: Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms)
1 portata: Ohms diviso 10 - Per misure in decimi di Ohm - Alimentaz. a mezzo stessa pila interna da 3 Volts.
Rivelatore di REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms
CAPACITA': 4 portate: (2 da 0 a 50.000 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce - 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts).
FREQUENZA: 3 portate: 0 ÷ 50; 0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA: 6 portate: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
DECIBELS: 5 portate: da — 10 dB a + 62 dB

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. del costo di L. 2.980 e per **misure Amperometriche in corrente alternata** con portate di 250 mA; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 Amp.; 100 Amp.; con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente mod. 616 del costo di L. 3.980. Il nuovo **SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C** Vi sarà compagno nel lavoro per tutta la Vostra vita. **Ogni strumento I.C.E. è garantito.**

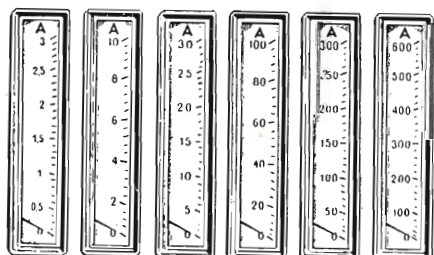
PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori **L. 10.500 !!!** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Per i tecnici con minori esigenze la I.C.E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il mod. 60 con sensibilità di 5000 Ohms per Volt identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (25) al prezzo di sole L. 6.900 - franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta: **I.C.E. VIA RUTILIA 19/18 MILANO TELEF. 531.554/5/6.**

Amperometri a tenaglia I. C. E. mod. 690 - Ampertest

Per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare.

Ruotando il commutatore delle diverse portate, automaticamente appare sul quadrante la sola scala della portata scelta. Si ha quindi maggior rapidità nelle letture ed eliminazione di errori. **Indice bloccabile onde poter effettuare la lettura con comodità anche dopo aver tolto lo strumento dal circuito in esame!**
Possibilità di effettuare misure amperometriche in C.A. su conduttori nudi o isolati fino al diametro di mm. 36 o su barre fino a mm. 41x12 (vedi fig. 1-2-3-4). Dimensioni ridottissime e perciò perfettamente tascabile: lunghezza cm. 18,5; larghezza cm. 6,5; spessore cm. 3; minimo peso (400 grammi). Custodia e vetro antiurto e anticorrosibile. Perfetto isolamento fino a 1000 V. Strumento montato su speciali sospensioni molleggiate e pertanto può sopportare anche cadute ed urti molto forti. Precisione su tutte le portate superiore al 3% del fondo scala.
Apposito riduttore (modello 29) per basse intensità (300 mA. F.S.) per il rilievo del consumo sia di lampadine come di piccoli apparecchi elettrodomestici (Radio, Televisori, Frigoriferi, ecc.) (vedi fig. 5 e 6).

8 portate differenti in Corrente Alternata
50 ÷ 60 Hz. (6 Amperometriche + 2 Voltmetriche).
3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 600 Amp. 250 - 500 Volts
0-300 Milliampères con l'ausilio del riduttore modello 29-I.C.E. (ved. fig. 5 e 6)
1 sola scala visibile per ogni portata
Il Modello 690 B ha l'ultima portata con 600 Volts anzichè 500.

PREZZO: L. 40.000. Sconto solito ai rivenditori, alle industrie ed agli elettrotecnici. Astuccio pronto, in vinilpelle L. 500 (vedi fig. 8). Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del riduttore modello 29.**

Veramente manovrabile con una sola mano!!!

La ruota dentellata che commuta automaticamente e contemporaneamente la portata e la relativa scala è posta all'altezza del pollice per una facilissima manovra.

I.C.E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO - VIA RUTILIA 19/18 - TELEFONI: 531.554/5/6